

VISIT...

LANZAROTE
Caliente.COM

Наладка средств автоматизации и автоматических систем регулирования СПРАВОЧНОЕ ПОСОБИЕ

Под редакцией А. С. КЛЮЕВА

2-е издание,
переработанное и дополненное



Москва Энергоатомиздат 1989

ББК 32.96

Н23

УДК 681.515.001.41(075.8)

Авторы: А. С. Клюев, А. Т. Лебедев, С. А. Клюев,
А. Г. Товарнов

Рецензент: А. Я. Серебрянский

Ответственный редактор А. Н. Гусяцкая

**Н23 Наладка средств автоматизации и автоматиче-
ских систем регулирования: Справочное пособие/**
А. С. Клюев, А. Т. Лебедев, С. А. Клюев,
А. Г. Товарнов; Под ред. А. С. Клюева. — 2-е изд.,
перераб. и доп. — М.: Энергоатомиздат, 1989. — 368 с.:
ил.

ISBN 5-283-01481-9

Изложены основы прикладной теории автоматического управления, инженерные методы наладки систем. Во втором издании книги (первое вышло в 1977 г.) учтены изменения в части терминологии и номенклатуры выпускаемых средств автоматизации и новых методов расчета параметров настройки регуляторов.

Для инженерно-технических работников, занимающихся наладкой и эксплуатацией автоматических систем.

Н 2404000000-294, 263-88
051(01)-89

ББК 32.96

ISBN 5-283-01481-9

© Энергия, 1977
© Энергоатомиздат, 1989

Автоматизация технологических процессов является решающим фактором в повышении производительности труда и улучшения качества выпускаемой продукции. Поэтому вопросам автоматизации в нашей стране уделяется огромное внимание.

Качество работы любой автоматической системы регулирования (АСР) зависит от того, насколько хорошо она спроектирована, смонтирована, налажена и эксплуатируется. По проектированию, монтажу и эксплуатации промышленных АСР опубликовано много монографий, учебных пособий и учебников. Курс «Проектирование, монтаж и эксплуатация АСР» читается в ряде вузов.

Несколько сложнее состояние дел с наладкой АСР, хотя по этому вопросу опубликовано много работ: монографий, статей, инструкций и др.

Процесс наладки любой АСР состоит из нескольких этапов: проверки правильности монтажа, фазировки цепей, проверки аппаратуры, идентификации объектов и возмущений, параметрической оптимизации, испытаний, составления документации и др. Естественно, что изложить все эти вопросы глубоко и подробно «на все случаи жизни» в одной книге невозможно, да и нецелесообразно. Нужно выделить главное.

Авторы обсудили план второго издания справочного пособия с наладочными организациями Минмонтажспецстроя СССР, Минэнерго СССР и вузами, готовящими специалистов по автоматизации технологических процессов. Был сделан вывод, что необходимо более тесно соединить теоретические аспекты наладки АСР с практическими рекомендациями, полезными не только инженерам-наладчикам, но и студентам вузов. В основу предлагаемого второго издания справочного пособия были положены ранее опубликованные работы авторов.

С момента выхода в свет первого издания справочного пособия прошло 10 лет. За это время в практике расчетов автоматических систем регулирования и техники автоматизации произошли существенные изменения. Это обстоятельство учтено авторами

при подготовке второго издания. Внесены дополнения о дискретных функциях и линейных дискретных системах.

За истекшее время ряд регуляторов снят с производства, появились новые типы регуляторов, приборостроительной промышленностью освоен выпуск новых комплексов технических средств автоматического регулирования, что также было учтено при переработке справочного пособия.

При подготовке второго издания справочного пособия авторы придерживались тех же концепций, что и при написании первого издания. Современный объем и уровень автоматизации производства, сложность и многообразие автоматических систем регулирования требуют подхода к их наладке на современной теоретической основе. Прежде чем приступить к наладке автоматической системы регулирования, ее нужно теоретически рассчитать. При современном уровне развития вычислительной техники эти расчеты не очень трудосмки, но для того чтобы произвести их, необходимо хорошо владеть основами теории автоматического регулирования и соответствующим математическим аппаратом. Интуитивный подход к проведению наладочных работ, основанный на методе проб и ошибок, сейчас недопустим.

С учетом изложенного переработанное и дополненное второе издание справочного пособия состоит из семи разделов.

В разд. 1 приведены основные сведения из математического аппарата, используемого при производстве наладочных работ.

В разд. 2 приведены основы теории автоматического регулирования, владеть которыми должен каждый инженер-наладчик.

В разд. 3 даны классификация и типовые структуры автоматических регуляторов. Материал этого раздела поможет инженеру-наладчику освоить общие принципы и особенности наладки АСР с любым автоматическим регулятором независимо от его конструктивного исполнения.

В разд. 4 и 5 изложены особенности наладки соответственно электрических и пневматических автоматических регуляторов

и комплексов технических средств автоматического регулирования.

В разд. 6 рассмотрены вопросы наладки исполнительных устройств, а именно исполнительных механизмов и регулирующих органов.

В разд. 7 изложены методы параметрической оптимизации автоматических систем регулирования — определение оптимальных параметров настройки автоматических регуляторов.

Материал справочного пособия составили: А. С. Ключев — разд. 3, 6, 7; А. Т. Лебедев — разд. 1, 2 и 7; С. А. Ключев — разд. 4 и 5; А. Г. Товарнов — разд. 6.

При написании справочного пособия авторами использован опыт наладочных организаций Минмонтажспецстроя СССР, Минэнерго СССР и опыт подготовки инженеров по автоматизации технологических процессов в Ивановском энергетическом институте. Математический аппарат, использованный в пособии, не выходит за рамки соответствующих курсов, читаемых в вузах.

Пожелания и критические замечания по второму изданию справочного пособия будут авторами с благодарностью приняты, просьба направлять их по адресу. Москва, 113114, Шлюзовая наб., 10, Энергоатомиздат.

Авторы

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ИНЖЕНЕРНЫХ МЕТОДОВ НАЛАДКИ АВТОМАТИЧЕСКИХ СИСТЕМ РЕГУЛИРОВАНИЯ

1.1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Современное производство развивается быстрыми темпами. Основная тенденция этого развития связана с укрупнением единичной мощности технологических машин и аппаратов и совершенствованием автоматических схем регулирования таких объектами. При этом совершенствование схем регулирования идет благодаря применению не только более современных и надежных средств регулирования, но и новых методов расчета автоматических систем регулирования.

Применение детерминистских методов анализа и синтеза АСР, когда уравнения объектов и внешние воздействия полагаются известными, в настоящее время оправдано, пожалуй, лишь для простейших систем или для предварительной оценки поведения системы и выбора параметров ее настройки. В том случае, когда внешние воздействия и характеристики объектов регулирования непрерывно изменяются и заранее не могут быть определены однозначно, возникает необходимость в использовании вероятностных методов анализа и синтеза АСР. Настройка систем регулирования вероятностными методами с учетом реальных условий их работы позволяет в ряде случаев получить лучшее качество регулирования.

Инженер, специализирующийся на наладке автоматических систем, должен уметь правильно оценить сложившуюся ситуацию и выбрать для решения поставленных задач тот или иной математический метод. Одной интуиции и практического опыта для этого недостаточно. Вот почему в справочное пособие включен настоящий раздел, содержащий минимальный объем математических сведений, необходимых инженеру-наладчику автоматических систем.

Приступая к наладке любой автоматической системы, наладчик прежде всего должен определить математическую модель объекта регулирования. Эта задача может быть решена экспериментально и аналитически.

Очень часто аналитическая модель получается нелинейной. Для дальнейших расче-

тов ее необходимо линеаризовать, что осуществляется разложением нелинейных функций в ряд Тейлора или Маклорена. Аналитические методы оценки качества регулирования, связанные с построением переходного процесса в системе по ее передаточной функции, базируются на применении теоремы вычетов. Минимум математических сведений, необходимый, в частности, для решения указанных выше задач, приведен в § 1.2.

Любую автоматическую систему можно исследовать как во временной, так и в частотной области. Практика показывает, что расчеты в частотной области менее трудоемки, чем во временной. Поэтому в теории автоматического регулирования чрезвычайно широкое применение получили частотные методы анализа и синтеза систем регулирования; расчет оптимальных параметров настройки по расширенным частотным характеристикам или по максимуму амплитудно-частотной характеристики; построение переходных процессов методом трапециoidalных частотных характеристик и т. д. В основе частотных методов лежит математический аппарат, базирующийся на ряде и интеграле Фурье, необходимый минимум сведений по которым приведен в § 1.3.

Основы векторного и матричного исчисления широко используются в настоящее время при оптимальном планировании экспериментов, идентификации объектов регулирования, работающих в различных режимах, и т. д. Например, при идентификации сложных объектов, работающих в нестационарных режимах, надо так спланировать эксперимент, чтобы при минимальных затратах времени на постановку эксперимента и обработку его результатов получить наиболее вероятную математическую модель объекта.

Учет реальных характеристик возмущений позволяет в целом ряде случаев наладить систему регулирования лучшим образом (в смысле точности регулирования). Несмотря на то, что вероятностные методы расчета систем регулирования требуют больших затрат времени, чем детерминистские, в последнее время они находят все большее применение. Минимально необходимый объ-

ем сведений по теории вероятности приведен в § 1.6.

Операционное исчисление, основы которого изложены в § 1.7, в теории автоматического регулирования получило настолько широкое применение, что вряд ли нуждается в комментариях. Наиболее фундаментальное понятие теории автоматического регулирования — понятие передаточной функции — базируется на основах операционного исчисления, что говорит о его важности для специалиста по автоматическому регулированию.

Естественно, что приведенный в настоящем разделе объем математических сведений не является исчерпывающим. На наш взгляд, это лишь необходимый минимум математических знаний, которыми должен владеть специалист по наладке автоматических систем регулирования.

1.2. ОСНОВЫ ТЕОРИИ ФУНКЦИЙ КОМПЛЕКСНОГО ПЕРЕМЕННОГО

Комплексные числа

Комплексным числом z называется выражение вида

$$z = x + jy, \quad (1.1)$$

где x и y — вещественные числа; j — некоторый символ, под которым понимается $\sqrt{-1}$. Из этого следует, что $j^2 = -1$, $j^3 = -j$, $j^4 = 1$. В общем случае $j^{4m} = 1$, $j^{4m+1} = j$, $j^{4m+2} = -1$, $j^{4m+3} = -j$, где $m = 0, 1, 2, \dots$ Число x называется вещественной частью комплексного числа и обозначается $\operatorname{Re} z$; число y называется мнимой частью комплексного числа и обозначается $\operatorname{Im} z$. Комплексное число называется чисто мнимым, если $\operatorname{Re} z = 0$.

Сложение, деление и умножение комплексных чисел осуществляются по следующим формулам:

$$(x_1 + jy_1) + (x_2 + jy_2) = (x_1 + x_2) + j(y_1 + y_2); \quad (1.2)$$

$$\begin{aligned} (x_1 + jy_1)(x_2 + jy_2) &= \\ &= (x_1x_2 - y_1y_2) + j(x_1y_2 + x_2y_1); \end{aligned} \quad (1.3)$$

$$\begin{aligned} (x_1 + jy_1)/(x_2 + jy_2) &= (x_1x_2 + y_1y_2)/(x_2^2 + y_2^2) + \\ &+ j(x_2y_1 - x_1y_2)/(x_2^2 + y_2^2). \end{aligned} \quad (1.4)$$

Вычисления с комплексными числами можно производить, применяя обычные правила алгебры, если в расчетах принимать $j^2 = -1$. Таким образом, для комплексных

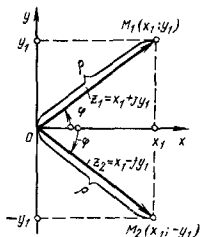


Рис. 1.1. Представление комплексного числа на плоскости

чисел нет необходимости создавать специальную алгебру.

Комплексные числа $z_1 = x_1 + jy_1$ и $z_2 = x_2 + jy_2$ считаются равными, если $x_1 = x_2$; $y_1 = y_2$.

Комплексные числа $z_1 = x + jy$ и $z_2 = x - jy$ называются сопряженными.

Комплексное число $z_1 = x_1 + jy_1$ можно изобразить как точку $M_1(x_1; y_1)$ на плоскости с координатами x и y (рис. 1.1). Число $z_1 = x_1 + jy_1$ называется *аффиксом* точки $M_1(x_1; y_1)$.

На рис. 1.1 в качестве примера изображена точка $M_2(x_1; -y_1)$, соответствующая комплексному числу $z_2 = x_1 - jy_1$, сопряженному с комплексным числом $z_1 = x_1 + jy_1$. На данной плоскости можно изобразить бесконечное множество комплексных чисел. Плоскость, точки которой изображают комплексные числа, называют *комплексной плоскостью*.

Комплексное число, например z_1 , можно также изобразить вектором, начало которого находится в центре координат, а конец — в точке M_1 . При сложении комплексных чисел их векторы складываются по правилам параллелограмма.

Комплексные числа кроме приведенной выше алгебраической формы удобно записывать также в тригонометрической форме:

$$z = x + jy = \rho (\cos \varphi + j \sin \varphi). \quad (1.5)$$

Выражение (1.5) для комплексного числа с учетом формулы Эйлера

$$e^{j\varphi} = \cos \varphi + j \sin \varphi$$

можно записать в показательной форме:

$$z = \rho e^{j\varphi}, \quad (1.6)$$

где $\rho = |z| = \sqrt{x^2 + y^2}$ — модуль комплексного числа; $\varphi = \pm \arctg(y/x)$ при $x > 0$ и $\varphi = \pi \pm \arctg(y/x)$ при $x < 0$ — аргумент ком-

плексного числа; $\varphi = \pi/2$ при $x = 0$, если $y > 0$, и $\varphi = -\pi/2$ при $x = 0$, если $y < 0$. Геометрический смысл ρ и φ понятен из рис. 1.1.

Необходимо помнить, что все углы $\varphi + 2k\pi$ (k может принимать все возможные целые значения: положительные, отрицательные и нуль) также будут представлять собой аргументы z .

Пример 1.1.

$$1) z = 1 = \cos 2k\pi + j \sin 2k\pi = e^{j2k\pi};$$

$$2) z = j = \cos(\pi/2 + 2k\pi) + j \sin(\pi/2 + 2k\pi) = e^{j(\pi/2 + 2k\pi)},$$

$$3) z = 2 + j2 = 2\sqrt{2} \left[\cos\left(\frac{\pi}{4} + 2k\pi\right) + j \sin\left(\frac{\pi}{4} + 2k\pi\right) \right] = 2\sqrt{2} e^{j(\pi/4 + 2k\pi)}$$

Тригонометрическая и показательные формы записи комплексных чисел удобны при их умножении, делении, возведении в степень, логарифмировании и пр. При умножении (делении) комплексных чисел их модули перемножаются (делятся), а аргументы складываются (вычитаются), при этом слабое $2k\pi$ в аргументе опускается:

$$z_1 z_2 = \rho_1 (\cos \varphi_1 + j \sin \varphi_1) \rho_2 (\cos \varphi_2 + j \sin \varphi_2) = \rho_1 \rho_2 [\cos(\varphi_1 + \varphi_2) + j \sin(\varphi_1 + \varphi_2)] = \rho_1 \rho_2 e^{j(\varphi_1 + \varphi_2)}; \quad (1.7)$$

$$z^n = \rho^n (\cos \varphi + j \sin \varphi)^n = \rho^n (\cos n\varphi + j \sin n\varphi) = \rho^n e^{jn\varphi}. \quad (1.8)$$

При извлечении корня из комплексного числа слагаемым $2k\pi$ в аргументе пренебрегать нельзя:

$$\beta = \sqrt[n]{z} = \rho^{1/n} \left(\cos \frac{\varphi + 2k\pi}{n} + j \sin \frac{\varphi + 2k\pi}{n} \right). \quad (1.9)$$

Пример 1.2. Извлечем кубический корень из числа

$$z = 8 = 8 (\cos 2k\pi + j \sin 2k\pi).$$

Имеем

$$\beta = \sqrt[3]{z} = 2 [\cos(2k\pi/3) + j \sin(2k\pi/3)].$$

При $k = 0$ получим $\beta_0 = 2 (\cos 0 + j \sin 0) = 2$; при $k = 1$ $\beta_1 = 2 (\cos 2\pi/3 + j \sin 2\pi/3) = -1 + j\sqrt{3}$; при $k = 2$ $\beta_2 = 2 (\cos 4\pi/3 + j \sin 4\pi/3) = -1 - j\sqrt{3}$

При $k \geq 3$ значения β повторяются.

Функции комплексного переменного

Если $P(x, y)$ и $Q(x, y)$ — функции вещественных переменных x и y , то комплекс-

ная величина $f(z) = P(x, y) + jQ(x, y)$ рассматривается как функция комплексного переменного $z = x + jy$.

Функция $f(z)$ непрерывна в точке z_0 , если для каждого сколь угодно малого положительного числа ε существует положительное число $\delta = \delta(\varepsilon)$ такое, что выполняется неравенство

$$|f(z) - f(z_0)| < \varepsilon \quad (1.10)$$

для всех z , удовлетворяющих неравенству

$$|z - z_0| < \delta, \quad (1.11)$$

или

$$\lim_{z \rightarrow z_0} f(z) = f(z_0). \quad (1.12)$$

Функция $f(z)$ однозначна, если каждому значению z соответствует единственное значение $f(z)$. Например, $f(z) = z^{1/n}$ — неоднозначная функция, так как на основании формулы (1.9) для одного значения z получаем n значений $f(z)$.

Производная однозначной функции по определению равна

$$f'(z) = \lim_{\Delta z \rightarrow 0} \{f(z + \Delta z) - f(z)\} / \Delta z. \quad (1.13)$$

Если предел (1.13) существует и не зависит от того, каким образом Δz стремится к нулю, то $f(z)$ — аналитическая функция.

Условия, необходимые для аналитичности функции $f(z)$ (условия Коши — Римана), следующие:

$$\partial P / \partial x = \partial Q / \partial y; \quad \partial P / \partial y = -\partial Q / \partial x. \quad (1.14)$$

Эти условия будут достаточными, если дополнительно потребовать непрерывности частных производных функций $P(x, y)$ и $Q(x, y)$.

Однозначная аналитическая функция называется голоморфной.

Пусть C — непрерывная кривая в плоскости комплексной переменной $f(z)$. Разделим эту кривую на n произвольных частей с помощью промежуточных точек $z_1, z_2, \dots, z_n$; пусть R_m — точка, находящаяся между z_{m-1} и z_m ; обозначим $\Delta z_m = z_m - z_{m-1}$. Предел суммы произведений вида $f(R_m) \Delta z_m$ называется криволинейным интегралом функции $f(z)$ вдоль кривой C , т. е.

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \sum_{m=1}^n f(R_m) \Delta z_m = \int_C f(z) dz. \quad (1.15)$$

Вычисление интеграла (1.15) производится по выражению

$$\int_C f(z) dz = \int_C (P dx - Q dy) + j \int_C (P dy + Q dx). \quad (1.16)$$

Если функция $f(z)$ голоморфна внутри некоторой области, то криволинейный интеграл от этой функции по любому замкнутому контуру, расположенному внутри области, равен нулю (*теорема Коши*):

$$\oint_C f(z) dz = 0, \quad (1.17)$$

где C — замкнутый контур внутри области; $f(z)$ — голоморфная функция.

Если $f(z)$ — функция, голоморфная в замкнутой области, ограниченной контуром C , а z_0 — внутренняя точка области, то по формулам Коши

$$f(z_0) = \frac{1}{2\pi j} \int_C \frac{f(z)}{z - z_0} dz; \quad (1.18)$$

$$f^{(n)}(z_0) = \frac{n!}{2\pi j} \int_C \frac{f(z) dz}{(z - z_0)^{n+1}}; \quad (1.19)$$

здесь контур C обходит в положительном направлении.

Всякая функция $f(z)$, голоморфная внутри некоторого круга с центром a , может быть во всех точках z внутри этого круга единственным образом представлена в виде степенного ряда

$$f(z) = f(a) + \frac{z-a}{1!} f'(a) + \dots + \frac{(z-a)^n}{n!} f^{(n)}(a) + \dots, \quad (1.20)$$

называемого *рядом Тейлора*, где $f'(a) = [df(z)/dz]_{z=a}$, ..., $f^{(n)}(a) = [d^n f(z)/dz^n]_{z=a}$. Если центр круга находится в начале координат ($a=0$), то получается *ряд Маклорена*

$$f(z) = f(0) + \frac{z}{1!} f'(0) + \dots + \frac{z^n}{n!} f^{(n)}(0) + \dots \quad (1.21)$$

Пример 1.3. Рассмотрим разложение некоторых функций в ряд:

- 1) $f(z) = \sin z = z - z^3/3! + z^5/5! - \dots$;
- 2) $f(z) = \cos z = 1 - z^2/2! + z^4/4! - \dots$;
- 3) $f(z) = \operatorname{sh} z = z + z^3/3! + z^5/5! + \dots$;
- 4) $f(z) = \operatorname{ch} z = 1 + z^2/2! + z^4/4! + \dots$;
- 5) $f(z) = e^z = 1 + z/1! + z^2/2! + \dots$

Если $f(z)$ — голоморфная функция в определенной области, за исключением ее некоторых точек, то такие точки называются *особыми*. В окрестностях особых точек $f(z)$ не может быть разложена в ряд Тейлора.

К особым точкам относятся:

полюсы — это особые точки, вблизи которых $f(z)$ остается однозначной и которые являются неособыми точками для $1/f(z)$, например $f(z) = 1/(z^2 - 1)$ имеет простые полюсы $z_1 = 1$ и $z_2 = -1$;

существенно особые точки — это особые точки, в окрестностях которых $f(z)$ однозначна, но которые являются особыми и для функции $1/f(z)$, например $f(z) = \sin 1/z$ имеет существенно особую точку в начале координат;

критические точки или точки разветвления — это особые точки, вблизи которых $f(z)$ неоднозначна, например $f(z) = z^{1/n}$ имеет точку разветвления в начале координат.

Разложение функции $f(z)$ в ряд вблизи полюса или существенно особой точки a осуществляется с помощью ряда Лорана:

$$f(z) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} A_n (z-a)^n, \quad (1.22)$$

где

$$A_n = \frac{1}{2\pi j} \int_C f(z) (z-a)^{-n-1} dz. \quad (1.23)$$

Здесь $\bar{C}$ — некоторый замкнутый контур, обходящий против часовой стрелки точку a .

Пример 1.4. Функция $f(z) = 1/(z-1)$ имеет два простых полюса: $z_1 = 0$ и $z_2 = 1$. Разложение $f(z)$ в ряд Лорана вблизи полюса $z_1 = 0$ имеет вид

$$1/[z(z-1)] = -(1+z+z^2+\dots)/z,$$

а вблизи полюса $z_2 = 1$

$$1/[z(z-1)] = [1 - (z-1) + (z-1)^2 - (z-1)^3 + \dots]/(z-1).$$

Коэффициент A_{-1} при члене $(z-a)^{-1}$ в ряде Лорана называется *вычетом* функции $f(z)$ в точке $z=a$, $\operatorname{Res}[f(z)]_{z=a}$, и определяется по формуле

$$A_{-1} = \operatorname{Res}[f(z)]_{z=a} = \frac{1}{2\pi j} \int_{\bar{C}} f(z) dz. \quad (1.24)$$

Из выражения (1.24) следует *теорема вычетов*, дающая возможность вычислять интеграл по замкнутому контуру, охватывающему особые точки. Если функция $f(z)$ имеет особые точки $a_1, a_2, \dots, a_k$, охватываемые контуром C , то

$$\oint_C f(z) dz = 2\pi j \sum_{i=1}^k \operatorname{Res}[f(z)]_{z=a_i}. \quad (1.25)$$

Ряд Фурье

Когда $f(z) = \varphi(z)/\psi(z)$, где $\varphi(z)$ и $\psi(z)$ — функции, аналитические в точках $z = a$, и a является простым корнем уравнения $\psi(z) = 0$, т. е. $\psi(a) = 0$, $\psi'(a) \neq 0$, то точка $z = a$ является простым полюсом, или полюсом первого порядка функции $f(z)$, и

$$\operatorname{Res} [\varphi(z)/\psi(z)]_{z=a} = \varphi(a)/\psi'(a). \quad (1.26)$$

Если a является m -кратным корнем уравнения $\psi(z) = 0$, т. е. $\psi(a) = \psi'(a) = \psi''(a) = \dots = \psi^{(m-1)}(a) = 0$, то точка $z = a$ является полюсом m -го порядка функции $f(z)$ и

$$\operatorname{Res} [f(z)]_{z=a} = \frac{1}{(m-1)!} \frac{d^{m-1}}{dz^{m-1}} \times \\ \times [f(z)(z-a)^m]_{z=a}. \quad (1.27)$$

С помощью теоремы вычетов можно находить некоторые определенные интегралы от функции вещественной переменной.

Рассмотрим частный случай применения теоремы вычетов для вычисления определенных интегралов. Если $f(z)$ — функция, голоморфная во всей верхней полуплоскости (включая и вещественную ось), за исключением конечного числа особых точек $a_1, a_2, \dots, a_k$, лежащих выше вещественной оси, и число 0 является корнем уравнения $f(1/z) = 0$ кратности $m \geq 2$, то

$$\int_{-\infty}^{\infty} f(z) dz = 2\pi j \sum_{i=1}^k \operatorname{Res} [f(z)]_{z=a_i}. \quad (1.28)$$

Пример 1.5. Вычислить интеграл

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{dz}{(1+z^2)^3}.$$

Функция

$$f\left(\frac{1}{z}\right) = \frac{1}{(1+1/z^2)^3} = \frac{z^6}{(1+z^2)^3} = 0$$

имеет шестикратный корень $z = 0$. В верхней полуплоскости функция $f(z) = 1/(1+z^2)^3$ имеет единственную особую точку $z = j$, являющуюся полюсом третьего порядка. По формуле (1.27) находим

$$\operatorname{Res} \left[\frac{1}{(1+z^2)^3} \right]_{z=j} = \frac{1}{2!} \frac{d^2}{dz^2} \left[\frac{(z-j)^3}{(1+z^2)^3} \right]_{z=j} = \\ = \frac{1}{2} \left[\frac{d^2}{dz^2} (z+j)^{-3} \right]_{z=j} = [6(z+j)^{-4}]_{z=j} = \\ = -\frac{3}{16}j.$$

По формуле (1.28) имеем

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{dz}{(1+z^2)^3} = 2\pi j \left(-\frac{3}{16}j \right) = \frac{3}{8} \pi.$$

В ряде задач теории автоматического регулирования бывает необходимо заменить данную функцию $\varphi(t)$ на интервале $0-T$ рядом

$$\psi_n(t) = a_0 + \sum_{k=1}^n (a_k \cos k\omega t + b_k \sin k\omega t), \quad (1.29)$$

где $n = 1, 2, 3, \dots$ выбирается в зависимости от желаемой точности приближения $\psi_n(t)$ к $\varphi(t)$.

При задании n приближение $\psi_n(t)$ к $\varphi(t)$ является наилучшим, если коэффициенты a_0, a_k, b_k являются коэффициентами Фурье:

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T \varphi(t) dt; \quad (1.30)$$

$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T \varphi(t) \cos k\omega t dt; \quad (1.31)$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^T \varphi(t) \sin k\omega t dt, \quad (1.32)$$

где $\omega = 2\pi/T$.

Если при $n \rightarrow \infty$ $\psi_n(t)$ стремится к $\varphi(t)$, то получается сходящийся ряд Фурье данной функции $\varphi(t)$:

$$\psi(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos k\omega t + b_k \sin k\omega t). \quad (1.33)$$

Ряд Фурье можно представить в комплексной форме:

$$\psi(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} c_k e^{jk\omega t}, \quad (1.34)$$

где

$$c_k = \frac{1}{T} \int_0^T \varphi(t) e^{-jk\omega t} dt. \quad (1.35)$$

Рассмотрим основные свойства ряда Фурье.

1 Если функция $\varphi(t)$ в интервале $0-T$ удовлетворяет условиям Дирихле, т. е. всюду однозначна, конечна и кусочно-непрерывна, а также имеет ограниченное число максимумов и минимумов, то ряд Фурье для этой функции сходится и сумма его равна $\varphi(t)$ в точках непрерывности $\varphi(t)$, а в точках

разрыва a она равна

$$[\varphi(a-0) + \varphi(a+0)]/2, \quad (1.36)$$

где $\varphi(a-0) = \lim_{t \rightarrow a} \varphi(t)$; $\varphi(a+0) = \lim_{t \rightarrow a} \varphi(t)$.

Пример 1.6. Разложим в ряд Фурье в промежутке $-\pi < \omega t < \pi$ функцию

$$\varphi(t) = \begin{cases} -1 & \text{при } -\pi < \omega t < 0; \\ +1 & \text{при } 0 < \omega t < \pi; \end{cases}$$

$$T = 2\pi, \quad \omega = 2\pi/T = 1;$$

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \left[- \int_{-\pi}^0 dt + \int_0^{\pi} dt \right] = 0;$$

$$a_k = \frac{1}{\pi} \left[- \int_{-\pi}^0 \cos kt \, dt + \int_0^{\pi} \cos kt \, dt \right] = \\ = \frac{1}{\pi} \left[- \left(\frac{1}{k} \sin kt \right) \Big|_{-\pi}^0 + \left(\frac{1}{k} \sin kt \right) \Big|_0^{\pi} \right] = 0;$$

$$b_k = \frac{1}{\pi} \left[- \int_{-\pi}^0 \sin kt \, dt + \int_0^{\pi} \sin kt \, dt \right] = \\ = \frac{1}{\pi} \left[- \left(- \frac{1}{k} \cos kt \right) \Big|_{-\pi}^0 + \left(- \frac{1}{k} \cos kt \right) \Big|_0^{\pi} \right] = \\ = \frac{2}{k\pi} (1 - \cos k\pi) = \frac{2}{k\pi} [1 - (-1)^k].$$

Таким образом, все коэффициенты b_k с четными индексами равны нулю, а с нечетными $4/k\pi$; отсюда получаем ряд

$$\psi(t) = \frac{4}{\pi} \{ (\sin t)/1 + (\sin 3t)/3 + \dots \\ \dots + [\sin(2n+1)t]/(2n+1) + \dots \}.$$

Функция $\varphi(t)$ в промежутке $-\pi < \omega t < \pi$ имеет точку разрыва при $t=0$: $\varphi(0) = 0$. Для этой точки

$$\varphi(0) = \frac{1}{2} [\varphi(-0) + \varphi(+0)] = \frac{1}{2} (-1 + 1) = 0.$$

2. При приближенной замене функций $\varphi(t)$ рядом (1.29) средняя квадратическая погрешность

$$\delta^2 = \frac{1}{T} \int_0^T [\varphi(t) - \psi_n(t)]^2 dt \quad (1.27)$$

будет наименьшей, если a_0 , a_k , b_k являются коэффициентами Фурье.

3. Если $\varphi(t)$ — четная функция (симметричная I рода), т. е. $\varphi(-t) = \varphi(t)$, то

$$a_k = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} \varphi(t) \cos k\omega t \, dt; \quad (1.38)$$

$$b_k = 0, \quad (1.39)$$

где $k = 0, 1, 2, \dots$

Пример 1.7. Разложим в ряд Фурье функцию $\varphi(t) = \cos \alpha t$ в интервале $-\pi < t < \pi$ (α — не целое число). Так как функция $\varphi(t)$ — четная, то $b_k = 0$, а

$$a_k = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} \cos \alpha t \cos kt \, dt = \\ = \frac{2}{\pi} \left[\frac{\sin(\alpha - k)t}{2(\alpha - k)} + \frac{\sin(\alpha + k)t}{2(\alpha + k)} \right] \Big|_0^{\pi} = \\ = \frac{2}{\pi} \alpha \sin \alpha \pi \frac{\cos k\pi}{\alpha^2 - k^2} = \frac{2}{\pi} (-1)^k \frac{\alpha \sin \alpha \pi}{\alpha^2 - k^2},$$

откуда получаем ряд

$$\cos \alpha t = \frac{2\alpha \sin \alpha \pi}{\pi} \left(\frac{1}{2\alpha^2} - \frac{\cos t}{\alpha^2 - 1^2} + \right. \\ \left. + \frac{\cos 2t}{\alpha^2 - 2^2} - \dots \right). \quad (1.40)$$

4. Если $\varphi(t)$ — нечетная функция (симметричная II рода), т. е. $\varphi(-t) = -\varphi(t)$, то

$$a_k = 0; \quad (1.41)$$

$$b_k = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} \varphi(t) \sin k\omega t \, dt. \quad (1.42)$$

Пример 1.8. Разложим в ряд Фурье функцию $\varphi(t) = t$ для $-\pi < t < \pi$. Функция нечетная, поэтому $a_k = 0$,

$$b_k = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} t \sin kt \, dt = - \frac{2}{k\pi} [t \cos kt] \Big|_0^{\pi} +$$

$$+ \frac{2}{k\pi} \int_0^{\pi} t \cos kt \, dt = - \frac{2}{k} \cos k\pi = \frac{2}{k} (-1)^{k+1}.$$

Получаем ряд

$$t = 2 \left[\sin t - (\sin 2t)/2 + (\sin 3t)/3 - \dots \right].$$

5. Пусть для функций $\varphi_1(t)$ и $\varphi_2(t)$ известны их ряды Фурье $\psi_1(t)$ и $\psi_2(t)$ соответственно с коэффициентами a_k , b_k и A_k , B_k . Чтобы получить ряд Фурье $\psi(t)$ для суммы

или разности функций $\varphi_1(t)$ и $\varphi_2(t)$ с коэффициентами α_k и β_k , достаточно произвести сложение или соответственно вычитание известных рядов:

$$\alpha_k = a_k \pm A_k; \quad (1.43)$$

$$\beta_k = b_k \pm B_k. \quad (1.44)$$

Ряд Фурье для функции $n\varphi(t)$ ($n = \text{const}$) получается из ряда Фурье для $\varphi(t)$ умножением всех его членов на n .

6. Коэффициенты ряда Фурье α_k и β_k для функции $\varphi(t) = \varphi_1(t) \varphi_2(t)$ вычисляются по следующим формулам.

$$\alpha_0 = a_0 A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k A_k + b_k B_k); \quad (1.45)$$

$$\alpha_k = a_0 A_k + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} [a_n (A_{n+k} + A_{n-k}) + b_n (B_{n+k} + B_{n-k})]; \quad (1.46)$$

$$\beta_k = a_0 B_k + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} [a_n (B_{n+k} - B_{n-k}) - b_n (A_{n+k} - A_{n-k})]. \quad (1.47)$$

В этих формулах следует считать $A_{-m} = A_m$, $B_{-m} = B_m$.

7. Иногда могут встретиться случаи, когда известен лишь ряд Фурье, но не сама функция. В связи с этим возникает задача — как, зная ряд Фурье функции $\varphi(t)$, вычислить $\int \varphi(t) dt$.

Ответ на этот вопрос дает следующая теорема: если функция $\varphi(t)$ задана своим рядом Фурье в форме (1.33), то искомым интеграл может быть найден почленным интегрированием ряда независимо от того, сходится последний или нет, т. е.

$$\int_c^d \varphi(t) dt = a_0 (d - c) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{a_k (\sin k\omega d - \sin k\omega c) - b_k (\cos k\omega d - \cos k\omega c)}{k\omega}. \quad (1.48)$$

8. Дифференцирование рядов Фурье. Будем везде предполагать, что функция $\varphi(t)$ обладает абсолютной производной (которая может и не существовать в отдельных точках). Здесь возможны следующие случаи:

а) функция непрерывна с периодом 2π (или T). Тогда ряд Фурье $\psi'(t)$ для $\varphi'(t)$

может быть получен из ряда Фурье функции $\varphi(t)$ почленным дифференцированием, т. е. для $0 < t < 2\pi$ имеем

$$\psi'(t) = \sum_{k=1}^{\infty} k (b_k \cos kt - a_k \sin kt); \quad (1.49)$$

б) функция задана на отрезке $(-\pi, \pi)$:

$$\psi'(t) = \frac{h}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} \{ [kb_k + (-1)^k h] \cos kt - ka_k \sin kt \}, \quad (1.50)$$

где

$$h = [\varphi(\pi) - \varphi(-\pi)]/\pi; \quad (1.51)$$

в) функция задана на отрезке $(0, \pi)$. В этом случае ряд по косинусам всегда можно почленно дифференцировать, а для ряда синусов это возможно только при $\varphi(0) = \varphi(\pi) = 0$.

Если $\varphi(t)$ непрерывна на отрезке $(0, \pi)$ и разложена в ряд Фурье по синусам, т. е.

$$\psi(t) = \sum_{k=1}^{\infty} b_k \sin kt, \quad (1.52)$$

то

$$\psi'(t) = \frac{h}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} [kb_k - q + (h + q)^{-1}] \cos kt, \quad (1.53)$$

где

$$h = 2[\varphi(\pi) - \varphi(0)]/\pi; \quad q = 2\varphi(0)/\pi.$$

9. В практических вопросах теории автоматического регулирования часто функция, которую нужно разложить в ряд Фурье, задается не аналитически, а графически или таблично. В этом случае коэффициенты Фурье непосредственно с применением обычных формул не могут быть получены и ставится задача об их приближенном вычислении.

Один из способов приближенного вычисления коэффициентов Фурье (метод прямоугольников) заключается в следующем.

Отрезок $(0, 2\pi)$ точками

$$0; 2\pi/m; 2(2\pi/m); \dots; (m-1)2\pi/m; 2\pi$$

делит на m равных частей и определяют значения $\varphi(t)$ в этих точках: $\varphi_0; \varphi_1; \dots; \varphi_{m-1}; \varphi_m$.

Для $m = 12$ приближенные значения коэффициентов Фурье $a_0, a_1, a_2, a_3, b_1, b_2, b_3$ определяются по следующим формулам:

$$\left. \begin{aligned} 12a_0 &= \varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4 + \dots + \varphi_{11}; \\ 6a_1 &= (\varphi_0 - \varphi_6) + (\varphi_1 + \varphi_{11} - \varphi_5 - \end{aligned} \right\}$$

$$\begin{aligned}
 & -\varphi_7) 0,866 + (\varphi_2 + \varphi_{10} - \varphi_4 - \varphi_8) 0,5; \\
 & 6a_2 = (\varphi_0 - \varphi_6) + (\varphi_3 + \varphi_9) + \\
 & + (\varphi_1 + \varphi_5 + \varphi_7 + \varphi_{11} - \varphi_2 - \varphi_4 - \\
 & - \varphi_8 - \varphi_{10}) 0,5; \\
 & 6a_3 = \varphi_0 + \varphi_4 + \varphi_8 - \varphi_2 - \varphi_6 - \varphi_{10}, \\
 & 6b_1 = (\varphi_1 + \varphi_5 - \varphi_7 - \varphi_{11}) 0,5 + \\
 & + (\varphi_2 + \varphi_4 - \varphi_8 - \varphi_{10}) 0,866 + \varphi_3 - \varphi_9; \\
 & 6b_2 = [(\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_7 + \varphi_8) \\
 & - (\varphi_4 + \varphi_5 + \varphi_{10} + \varphi_{11})] 0,866; \\
 & 6b_3 = \varphi_1 + \varphi_5 + \varphi_9 - \varphi_3 - \varphi_7 - \varphi_{11}.
 \end{aligned} \quad (1.54)$$

Для упрощения расчетов их можно производить по следующей схеме.

Выписываю в указанном ниже порядке ординаты $\varphi_0, \varphi_1 \dots$ и производят их сложение и вычитание по схеме

Ординаты	φ_0	φ_1 φ_{11}	φ_2 φ_{10}	φ_3 φ_9	φ_4 φ_8	φ_5 φ_7	φ_6
Суммы	u_0	u_1	u_2	u_3	u_4	u_5	u_6
Разности		v_1	v_2	v_3	v_4	v_5	v_6

После этого над суммами и разностями производят аналогичные операции по схемам

Ординаты	u_0 u_6	u_1 u_5	u_2 u_4	u_3
Суммы	s_0	s_1	s_2	s_3
Разности	t_0	t_1	t_2	

Ординаты	v_1 v_5	v_2 v_4	v_3
Суммы	σ_1	σ_2	σ_3
Разности	τ_1	τ_2	

Пользуясь полученными соотношениями, выражение (1.54) можно переписать в виде

$$\begin{aligned}
 12a_0 &= s_0 + s_1 + s_2 + s_3; \\
 6a_1 &= t_0 + 0,866t_1 + 0,5t_2; \\
 6a_2 &= s_0 - s_3 + 0,5(s_1 - s_2); \\
 6a_3 &= t_0 - t_2;
 \end{aligned} \quad (1.55)$$

$$6b_1 = 0,5\sigma_1 + 0,866\sigma_2 + \sigma_3,$$

$$6b_2 = 0,866(\tau_1 + \tau_2);$$

$$6b_3 = \sigma_1 - \sigma_2$$

Для получения более точных результатов употребляются схемы с большим числом ординат, например схема с 24 ординатами.

Интеграл Фурье

Если при разложении функции в ряд Фурье дискретность изменения частоты гармонических составляющих будет стремиться к нулю, а их число — к бесконечности, то выражение (1.33) запишется в виде

$$\varphi(t) = \int_0^{\infty} [a(\omega) \cos \omega t + b(\omega) \sin \omega t] d\omega, \quad (1.56)$$

где

$$a(\omega) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(t) \cos \omega t dt; \quad (1.57)$$

$$b(\omega) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(t) \sin \omega t dt. \quad (1.58)$$

Интеграл в правой части выражения (1.56) называется *интегралом Фурье*.

Подставим выражения для $a(\omega)$ и $b(\omega)$ в интеграл Фурье (1.56). При этом в качестве переменной интегрирования в (1.57) и (1.58) возьмем переменную τ вместо t , чтобы было различие между переменной интегрирования в выражениях для $a(\omega)$ и $b(\omega)$ и аргументом t функции $\varphi(t)$. Выражение (1.56) примет вид

$$\begin{aligned}
 \varphi(t) &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \left\{ \left[\int_{-\infty}^{\infty} \varphi(\tau) \cos \omega \tau d\tau \right] \cos \omega t + \right. \\
 &\quad \left. + \left[\int_{-\infty}^{\infty} \varphi(\tau) \sin \omega \tau d\tau \right] \sin \omega t \right\} d\omega,
 \end{aligned}$$

или

$$\varphi(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} d\omega \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(\tau) (\cos \omega \tau \cos \omega t + \sin \omega \tau \sin \omega t) d\tau.$$

С учетом формулы для косинуса разности получим следующую форму записи интеграла Фурье:

$$\varphi(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} d\omega \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(\tau) \cos \omega(t - \tau) d\tau. \quad (1.59)$$

Из (1.56) видно, что $\varphi(t)$ можно рассматривать как сумму бесконечного числа колебаний с амплитудами

$$A(\omega) = \sqrt{a^2(\omega) + b^2(\omega)} \quad (1.60)$$

и фазами

$$\theta(\omega) = \arctg [b(\omega)/a(\omega)]. \quad (1.61)$$

Соотношения (1.60) и (1.61) позволяют записать интеграл Фурье в более компактной форме:

$$\varphi(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} A(\omega) \cos [\omega t - \theta(\omega)] d\omega. \quad (1.62)$$

В теории автоматического регулирования чаще применяется комплексная форма интеграла Фурье

$$\varphi(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} d\omega \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(\tau) e^{j\omega(t-\tau)} d\tau, \quad (1.63)$$

или

$$\varphi(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} A(\omega) e^{j[\omega t - \theta(\omega)]} d\omega. \quad (1.64)$$

Интеграл Фурье даст разложение функции в непрерывный спектр, причем частоте ω соответствует плотность спектра

$$g(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau.$$

С учетом этого интеграл Фурье в комплексной форме можно записать в виде

$$\varphi(t) = \int_{-\infty}^{\infty} g(\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (1.65)$$

Так как спектральные плотности функций $\varphi(\tau)$ и $\varphi(t)$ равны, то спектральная плотность $g(\omega)$ и функция $\varphi(t)$ связаны зависимостью

$$g(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (1.66)$$

Пример 1.9. Рассмотрим функцию

$$\varphi(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < 0; \\ e^{-\beta t} & \text{при } t > 0. \end{cases}$$

По формуле (1.66) определяем плотность спектра

$$\begin{aligned} g(\omega) &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} e^{-\beta t} e^{-j\omega t} dt = \\ &= \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\beta + j\omega} = \frac{1}{2\pi} \frac{\beta - j\omega}{\beta^2 + \omega^2}. \end{aligned}$$

Подставляя это выражение в формулу (1.65), получаем

$$\begin{aligned} \varphi(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\beta - j\omega}{\beta^2 + \omega^2} e^{j\omega t} d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\beta - j\omega}{\beta^2 + \omega^2} (\cos \omega t + j \sin \omega t) d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi} \left[\int_{-\infty}^{\infty} \frac{\beta \cos \omega t}{\beta^2 + \omega^2} d\omega + \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\omega \sin \omega t}{\beta^2 + \omega^2} d\omega \right] + \\ &+ j \frac{1}{2\pi} \left[\int_{-\infty}^{\infty} \frac{\beta \sin \omega t}{\beta^2 + \omega^2} d\omega - \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\omega \cos \omega t}{\beta^2 + \omega^2} d\omega \right]. \end{aligned}$$

В мнимой части полученного выражения под знаком интеграла находятся нечетные функции от ω . Поскольку при симметричных пределах интеграл от нечетной функции равен нулю, то

$$\begin{aligned} \varphi(t) &= \frac{1}{2\pi} \left[\int_{-\infty}^{\infty} \frac{\beta \cos \omega t}{\beta^2 + \omega^2} d\omega + \right. \\ &\left. + \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\omega \sin \omega t}{\beta^2 + \omega^2} d\omega \right]. \quad (1.67) \end{aligned}$$

В теории автоматического регулирования исследование линейных систем часто производится при возмущающем воздействии, заданном в виде единичной функции

$$\varphi(t) = 1(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t \leq 0; \\ 1 & \text{при } t > 0. \end{cases}$$

Рассмотрим, каким образом эту функцию можно разложить в интеграл Фурье. Воспользуемся для этого выражением (1.67).

Если в выражении $\varphi(t) = e^{-\beta t}$ $\beta \rightarrow 0$, то $\varphi(t) \rightarrow 1$; первое слагаемое в (1.67) стремится к $1/2$, а второе — к выражению

$$\frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\sin \omega t}{\omega} d\omega.$$

Таким образом, разложение единичной функции в интеграл Фурье имеет вид

$$1(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\sin \omega t}{\omega} d\omega \quad (1.68)$$

— это интеграл Дирихле.

Отметим два свойства интеграла Фурье, которые используются в теории автоматического регулирования:

а) если $\varphi(t)$ — четная функция, т. е. $\varphi(-t) = \varphi(t)$, то

$$\varphi(t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \cos \omega t d\omega \int_0^{\infty} \varphi(\tau) \cos \omega \tau d\tau; \quad (1.69)$$

б) если $\varphi(t)$ — нечетная функция, т. е. $\varphi(-t) = -\varphi(t)$, то

$$\varphi(t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \sin \omega t d\omega \int_0^{\infty} \varphi(\tau) \sin \omega \tau d\tau. \quad (1.70)$$

Преобразование Фурье

Сравнив формулы (1.65) и (1.66), можно заметить взаимосвязь этих выражений. Формула (1.65) определяет $g(\omega)$, если известна функция $\varphi(t)$. Формула (1.66), наоборот, определяет $\varphi(t)$, если известна $g(\omega)$.

В теории автоматического регулирования для однозначного преобразования функции времени в функцию частоты и наоборот используют выражения

$$F(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(t) e^{-j\omega t} dt; \quad (1.71)$$

$$\varphi(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(j\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (1.72)$$

Выражения (1.71) и (1.72) соответственно называются прямым и обратным преобразованиями Фурье.

С учетом формулы Эйлера выражение (1.71) запишется в виде

$$F(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(t) (\cos \omega t - j \sin \omega t) dt,$$

или

$$F(j\omega) = F_1(\omega) - jF_2(\omega),$$

где

$$F_1(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(t) \cos \omega t dt;$$

$$F_2(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(t) \sin \omega t dt.$$

Если функция $\varphi(t)$ определена только при $t > 0$, т. е. $\varphi(t) = 0$ при $t < 0$, то

$$F_1(\omega) = \int_0^{\infty} \varphi(t) \cos \omega t dt, \quad t > 0, \quad (1.73)$$

— так называемое косинус-преобразование Фурье для $\varphi(t)$,

$$F_2(\omega) = \int_0^{\infty} \varphi(t) \sin \omega t dt, \quad t > 0, \quad (1.74)$$

— синус-преобразование Фурье для $\varphi(t)$.

Обратные преобразования имеют вид

$$\varphi(t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} F_1(\omega) \cos \omega t d\omega; \quad (1.75)$$

$$\varphi(t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} F_2(\omega) \sin \omega t d\omega. \quad (1.76)$$

Пример 1.10. Найдем преобразование Фурье функции

$$\varphi(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < 0; \\ e^{-\alpha t} & \text{при } t > 0. \end{cases}$$

Имеем

$$F(j\omega) = \int_0^{\infty} e^{-\alpha t} e^{-j\omega t} dt = \frac{1}{\alpha + j\omega}.$$

Взяв вещественную и мнимую части полученного выражения, получим косинус- и синус-преобразования Фурье для $\varphi(t)$:

$$F_1(\omega) = \alpha/(\alpha^2 + \omega^2); \quad F_2(\omega) = -\omega/(\alpha^2 + \omega^2).$$

Преобразование Фурье широко используется в теории автоматического регулиро-

вания, когда необходимо получить частотные характеристики системы по ее передаточной функции. Если передаточная функция системы не имеет полюсов справа от мнимой оси или на ней самой и $\varphi(t)$ равна нулю при $t < 0$, то достаточно заменить p в выражении для передаточной функции $W(p)$ (где p — символ преобразования Лапласа) на $j\omega$, чтобы получить комплексную частотную функцию системы.

Если $\varphi(t)$ не равна нулю при $t < 0$, то

$$F(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(t) e^{-j\omega t} dt = \\ = \int_0^{\infty} \varphi(t) e^{-j\omega t} dt + \int_0^{\infty} \varphi(-t) e^{j\omega t} dt.$$

Если для $\varphi(t)$ и $\varphi(-t)$ преобразования Лапласа соответственно имеют вид $\varphi_1(p)$ и $\varphi_2(p)$ и если обе эти функции не имеют полюсов справа от мнимой оси или на ней самой, то

$$F(j\omega) = \varphi_1(j\omega) + \varphi_2(j\omega),$$

где $\varphi_1(j\omega)$ и $\varphi_2(j\omega)$ получаются соответственно из $\varphi_1(p)$ и $\varphi_2(p)$ заменой p на $j\omega$.

1.4. ОСНОВЫ ВЕКТОРНОГО ИСЧИСЛЕНИЯ

Основные понятия

Инженеру в практических расчетах приходится иметь дело с величинами двух типов: одни из них (например, угол, площадь, температура, масса и т. д.) полностью характеризуются одним только числом; другие (например, скорость, ускорение, сила и т. д.) характеризуются не только числом, но и направлением в пространстве.

Величина, полностью характеризующаяся после выбора единицы измерения одним числом, называется *скаляром*. Следует различать чистые скаляры и псевдоскаляры. Чистые скаляры (температура, масса, сопротивление и т. д.) полностью определяются числом, не зависящим от выбора направлений осей координат. Псевдоскаляры также определяются с помощью числа, абсолютное значение которого не зависит от выбора осей координат, однако знак этого числа зависит от выбора направлений на осях координат. Примерами псевдоскаляров являются угол, площадь, поверхность.

Вектор — это величина, которая характеризуется числом и направлением. Обычно векторы изображают отрезком прямой линии, длина которого (модуль) определяет

числовое значение вектора, а стрелка указывает направление вектора

Будем обозначать в дальнейшем скаляры латинскими буквами $a, b, \dots$, векторы $\mathbf{a}, \mathbf{b}, \dots$, модули векторов $|\mathbf{a}|, |\mathbf{b}|, \dots$ или просто $a, b, \dots$

Различают следующие типы векторов: *связанный вектор*, начало которого закреплено в определенной точке;

скользящий (или свободный) вектор, который определяется только направлением линии действия и модулем, начало его не закреплено.

Векторы, параллельные одной и той же прямой, называются *коллинеарными*; равные по длине коллинеарные векторы называются *компланарными*. Вектор, модуль которого равен единице, называется *единичным вектором* или *ортом*. Орты, имеющие направление прямоугольных координатных осей Ox, Oy, Oz , обозначаются $\mathbf{i}, \mathbf{j}, \mathbf{k}$ соответственно.

Векторы $\mathbf{a}$ и $\mathbf{b}$ считаются равными, если равны их модули и совпадают направления.

В системе прямоугольных координат любой вектор $\mathbf{a}$ может быть представлен в виде

$$\mathbf{a} = \mathbf{a}_x + \mathbf{a}_y + \mathbf{a}_z, \quad (1.77)$$

где $\mathbf{a}_x = \mathbf{i}a_x$; $\mathbf{a}_y = \mathbf{j}a_y$; $\mathbf{a}_z = \mathbf{k}a_z$; a_x, a_y, a_z — координаты вектора $\mathbf{a}$ относительно соответствующих осей координат.

В теории автоматического управления и регулирования векторные представления величин используются достаточно широко. Рассмотрим в качестве примера структурную схему автоматической системы, изображенную на рис. 1.2. В общем случае на управляемый объект $УО$ действует n возмущающих воздействий f (условно считаем, что все они приложены к $УО$) и k управляющих воздействий u . Управляющее устройство $УУ$ получает информацию об $УО$ по m каналам, измеряя регулируемые параметры x (или их отклонения от заданного значения), и на основании этой информации вырабатывает сигналы управления u .

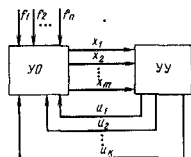


Рис. 1.2. Структурная схема автоматической системы регулирования

вектор c направлен перпендикулярно a и b в такую сторону, чтобы векторы a , b и c образовали правую тройку, т. е. чтобы после совмещения начал векторов a , b и c кратчайший поворот от a к b казался наблюдателю, смотрящему с конца вектора c , идущим против часовой стрелки.

Свойства векторного произведения векторов:

$$\left. \begin{aligned} a \times b &= b \times a; \quad a \times (b + c) = \\ &= a \times b + a \times c; \\ (ka) \times b &= k(a \times b); \quad a \times a = 0; \\ a \cdot (a \times b) &= b \cdot (a \times a) = 0. \end{aligned} \right\} \quad (1.87)$$

В прямоугольных декартовых координатах имеются следующие соотношения:

$$\left. \begin{aligned} i \times i - j \times j - k \times k &= 0; \\ i \times j = k; \quad j \times k = i; \quad k \times i = j; \\ a \times b &= (a_y b_z - a_z b_y) i + \\ &+ (a_z b_x - a_x b_z) j + (a_x b_y - a_y b_x) k. \end{aligned} \right\} \quad (1.88)$$

Выражение для векторного произведения $a \times b$ из (1.88) можно также записать в виде определителя:

$$a \times b = \begin{vmatrix} i & j & k \\ a_x & a_y & a_z \\ b_x & b_y & b_z \end{vmatrix}. \quad (1.89)$$

Смешанным (векторно-скалярным) произведением трех векторов называются выражения

$$a \cdot (b \times c) = b \cdot (a \times c) = c \cdot (b \times a). \quad (1.90)$$

В прямоугольных декартовых координатах

$$a \cdot (b \times c) = (b_x c_y - b_y c_x) a_z + (b_z c_x - b_x c_z) a_y + (b_y c_z - b_z c_y) a_x, \quad (1.91)$$

или

$$a \cdot (b \times c) = \begin{vmatrix} a_x & a_y & a_z \\ b_x & b_y & b_z \\ c_x & c_y & c_z \end{vmatrix}. \quad (1.92)$$

Следует отметить, что одно векторное уравнение в общем случае даже при одном неизвестном векторе не является определенным.

В качестве примера рассмотрим два простейших уравнения со скалярным и векторным произведениями с одним неизвестным вектором x и известными векторами a и b .

1. Уравнение $a \cdot x = b$ является неопределенным, так как если все векторы x , удовлетворяющие этому уравнению, свести началами в одну точку, то их концы будут

лежать в плоскости P , перпендикулярной вектору a . Уравнение $a \cdot x = b$ называется *векторным уравнением плоскости P* . Этому уравнению удовлетворяет бесчисленное множество векторов x , которые исходят из одной точки и концы которых лежат на прямой, перпендикулярной вектору a . Уравнение $a \cdot x = b$ называется *векторным уравнением этой прямой*. Неопределенность векторного уравнения с одним неизвестным вектором объясняется тем, что вектор определяется двумя величинами: модулем и направлением. Для получения определенного решения относительно неизвестного вектора необходимо решать систему из двух векторных уравнений с одним неизвестным вектором.

2. Уравнение $a \times x = b$ тоже неопределенное, так как этому уравнению будет удовлетворять бесконечное множество векторов x , которые исходят из одной точки и концы которых лежат на прямой, перпендикулярной вектору a . Уравнение $a \times x = b$ называется *векторным уравнением этой прямой*. Неопределенность векторного уравнения с одним неизвестным вектором объясняется тем, что вектор определяется двумя величинами: модулем и направлением. Для получения определенного решения относительно неизвестного вектора необходимо решать систему из двух векторных уравнений с одним неизвестным вектором.

Векторный анализ

Допустим, что каждому значению скалярной переменной ω соответствует определенный вектор a . В этом случае говорят, что вектор является функцией скалярной переменной от ω (*вектор-функцией*), и записывают его в виде $a(\omega)$. Координатное задание вектор-функции $a(\omega)$ эквивалентно заданию трех скалярных функций от ω : $a_x(\omega)$, $a_y(\omega)$, $a_z(\omega)$, так как

$$a(\omega) = ia_x(\omega) + ja_y(\omega) + ka_z(\omega). \quad (1.93)$$

Если при различных значениях ω откладывать вектор $a(\omega)$ от общего начала, то конец вектора $a(\omega)$ опишет некоторую кривую, которая называется *годографом вектора $a(\omega)$* . Производная вектор-функции

$$\frac{da(\omega)}{d\omega} = \lim_{\Delta\omega \rightarrow 0} \left\{ \frac{a(\omega + \Delta\omega) - a(\omega)}{\Delta\omega} \right\} \quad (1.94)$$

представляет собой новую векторную функцию от ω , направление которой совпадает с направлением касательной к годографу вектора $a(\omega)$ в соответствующей точке.

Правила дифференцирования.

$$\begin{aligned} 1) \quad \frac{d}{d\omega} [a(\omega) + b(\omega) + c(\omega) + \dots] &= \\ &= \frac{da(\omega)}{d\omega} + \frac{db(\omega)}{d\omega} + \frac{dc(\omega)}{d\omega} + \dots; \end{aligned} \quad (1.95)$$

$$2) \quad \frac{d}{d\omega} [\varphi(\omega) a(\omega)] =$$

$$\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} a(\omega) + \varphi(\omega) \frac{da(\omega)}{d\omega}, \quad (1.96)$$

где $\varphi(\omega)$ — скалярная функция от ω ;

$$\frac{d}{d\omega} [c \mathbf{a}(\omega)] = c \frac{d\mathbf{a}(\omega)}{d\omega}, \quad (1.97)$$

где c — постоянная величина;

$$\begin{aligned} 3) \frac{d}{d\omega} [\mathbf{a}(\omega) \cdot \mathbf{b}(\omega)] &= \\ &= \frac{d\mathbf{a}(\omega)}{d\omega} \cdot \mathbf{b}(\omega) + \frac{d\mathbf{b}(\omega)}{d\omega} \cdot \mathbf{a}(\omega); \quad (1.98) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} 4) \frac{d}{d\omega} [\mathbf{a}(\omega) \times \mathbf{b}(\omega)] &= \\ &= \frac{d\mathbf{a}(\omega)}{d\omega} \times \mathbf{b}(\omega) + \mathbf{a}(\omega) \times \frac{d\mathbf{b}(\omega)}{d\omega}. \quad (1.99) \end{aligned}$$

В (1.99) переставлять множители местами нельзя (см. выше свойства векторного произведения векторов).

Определенный интеграл $\int_{\omega_1}^{\omega_2} \mathbf{a}(\omega) d\omega$ для вектора $\mathbf{a}(\omega)$ может быть выражен через координаты:

$$\begin{aligned} \int_{\omega_1}^{\omega_2} \mathbf{a}(\omega) d\omega &= \mathbf{i} \int_{\omega_1}^{\omega_2} a_x(\omega) d\omega + \\ &+ \mathbf{j} \int_{\omega_1}^{\omega_2} a_y(\omega) d\omega + \mathbf{k} \int_{\omega_1}^{\omega_2} a_z(\omega) d\omega. \quad (1.100) \end{aligned}$$

В расчетах по автоматике приходится иметь дело не только с постоянными векторами или векторами, изменяющимися в зависимости от скалярного аргумента ω , но и с более сложными случаями, когда с каждой точкой рассматриваемого пространства связывается значение некоторого скаляра или вектора. Рассматриваемое пространство называется тогда *скалярным* или *векторным* полем — смотря по тому, какая функция, скалярная или векторная, изучается. Так, в неоднородной среде можно рассматривать скалярное поле плотности, так как каждой точке среды соответствует своя плотность, в трубопроводе с движущейся жидкостью имеется векторное поле скорости частиц жидкости и т. д.

Понятия скалярного и векторного полей в теории автоматического регулирования распространяются на возмущение воздействия и обобщенные координаты движения автоматической системы.

Если в рассматриваемом, например трехмерном, пространстве закрепить начало координат, то каждую точку этого пространства можно определить ее радиусом-вектором $\mathbf{r}$ (т. е. вектором, проведенным из начала координат в данную точку) с координатами

x, y, z . Чтобы задать в рассматриваемом пространстве скалярное или векторное поле, необходимо привести в соответствие радиусу-вектору $\mathbf{r}$ значение некоторой скалярной функции $f(\mathbf{r})$ или некоторой векторной функции $\mathbf{f}(\mathbf{r})$. Таким образом, *скалярное поле* есть скалярная функция точки $f(\mathbf{r}) = f(x, y, z)$ вместе с областью ее определения. Поверхности

$$f(\mathbf{r}) = f(x, y, z) = \text{const}$$

называются *поверхностями уровня* поля; они позволяют представить поле геометрически.

Векторное поле есть векторная функция точки $\mathbf{f}(\mathbf{r}) = \mathbf{f}(x, y, z)$ вместе с областью ее определения. Векторное поле $\mathbf{f}(\mathbf{r})$ может быть представлено геометрически своими векторными линиями. Эти линии можно построить следующим способом (рис. 1.5). Возьмем какую-нибудь точку поля a и отложим вдоль отвечающего этой точке вектора $\mathbf{f}(\mathbf{r})$ отрезок $\Delta \mathbf{r}$ малой длины, в результате придем в точку b , из которой опять отложим отрезок $\Delta \mathbf{r}$ вдоль отвечающего этой точке вектора $\mathbf{f}(\mathbf{r})$, и т. д. В результате получается ломаная линия I , в пределе ($\Delta \mathbf{r} \rightarrow 0$) переходящая в плавную векторную линию II , в каждой точке которой вектор $\mathbf{f}(\mathbf{r})$ имеет направление касательной к линии III .

Векторные линии определяются дифференциальными уравнениями

$$d\mathbf{r} \times \mathbf{f}(\mathbf{r}) = 0 \quad (1.101)$$

или

$$dx/f_x(x, y, z) = dy/f_y(x, y, z) = dz/f_z(x, y, z). \quad (1.102)$$

Ориентировка векторных линий дает направление вектора $\mathbf{f}(\mathbf{r})$ в каждой точке поля, а относительная плотность векторных линий в каждой точке пропорциональна модулю $|\mathbf{f}(\mathbf{r})|$.

Часто скалярные или векторные функции являются функциями времени, т. е. $f(\mathbf{r}, t)$, $\mathbf{f}(\mathbf{r}, t)$; соответствующие поля тогда называются *нестационарными*; поля, не меняю-

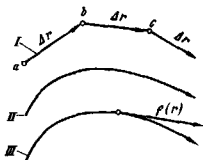


Рис. 1.5. Геометрическая интерпретация векторных линий векторного поля

шиеся с течением времени, называются стационарными.

Для характеристики скалярных и векторных полей применяются три функции:

1) *градиент* — векторная функция, аргументом которой является скалярная функция точки;

2) *дивергенция* — скалярная функция, аргументом которой является векторная функция точки;

3) *ротор* (или *вихрь*) — векторная функция, аргументом которой является векторная функция точки.

Градиент. Рассмотрим скалярное поле функции $f(\mathbf{r}) = f(x, y, z)$. Градиентом этой функции в декартовой системе координат называется вектор с координатами $\partial f(\mathbf{r})/\partial x$; $\partial f(\mathbf{r})/\partial y$; $\partial f(\mathbf{r})/\partial z$.

Он обозначается $\text{grad } f(\mathbf{r})$. Согласно определению

$$\text{grad } f(\mathbf{r}) = \mathbf{i} \partial f(\mathbf{r})/\partial x + \mathbf{j} \partial f(\mathbf{r})/\partial y + \mathbf{k} \partial f(\mathbf{r})/\partial z. \quad (1.103)$$

Этот вектор имеет направление нормали к поверхности уровня в сторону возрастания $f(\mathbf{r})$, а его модуль

$$|\text{grad } f(\mathbf{r})| = \sqrt{(\partial f(\mathbf{r})/\partial x)^2 + (\partial f(\mathbf{r})/\partial y)^2 + (\partial f(\mathbf{r})/\partial z)^2}. \quad (1.104)$$

Из других обозначений градиента $f(\mathbf{r})$ наиболее употребительное $\nabla f(\mathbf{r})$, где знак ∇ читается «набла». При этом обозначении

$$\nabla f(\mathbf{r}) = \mathbf{j} \partial f(\mathbf{r})/\partial x + \mathbf{j} \partial f(\mathbf{r})/\partial y + \mathbf{k} \partial f(\mathbf{r})/\partial z \quad (1.105)$$

Из (1.105) видно, что ∇ можно рассматривать как векторно-дифференциальный оператор

$$\nabla = \mathbf{i} \partial/\partial x + \mathbf{j} \partial/\partial y + \mathbf{k} \partial/\partial z. \quad (1.106)$$

Оператор ∇ впервые был предложен Гамильтоном, и поэтому его называют оператором Гамильтона.

В декартовых координатах оператор Гамильтона определяется выражением (1.106). Его применение к скалярным и векторным функциям точки формально соответствует некоммутативной операции умножения на вектор с декартовыми координатами $\partial/\partial x$, $\partial/\partial y$, $\partial/\partial z$, т. е.

$$\left. \begin{aligned} \nabla f(\mathbf{r}) &= \text{grad } f(\mathbf{r}); \\ \nabla \cdot \mathbf{f}(\mathbf{r}) &= \text{div } \mathbf{f}(\mathbf{r}); \\ \nabla \times \mathbf{f}(\mathbf{r}) &= \text{rot } \mathbf{f}(\mathbf{r}). \end{aligned} \right\} \quad (1.107)$$

Оператор $\nabla \nabla = \nabla^2 = \Delta$ называется оператором Лапласа. В декартовых координатах оператор Лапласа (лапласиан) выражается

формулой

$$\Delta \partial^2/\partial x^2 + \partial^2/\partial y^2 + \partial^2/\partial z^2. \quad (1.108)$$

Этот оператор может быть применен к скалярным и векторным функциям точки с помощью некоммутативного скалярного умножения:

$$\Delta f(\mathbf{r}) = (\partial^2/\partial x^2 + \partial^2/\partial y^2 + \partial^2/\partial z^2) f(\mathbf{r}); \quad (1.109)$$

$$\Delta \mathbf{f}(\mathbf{r}) = \mathbf{i} \Delta f_x + \mathbf{j} \Delta f_y + \mathbf{k} \Delta f_z. \quad (1.110)$$

Применение операторов Гамильтона и Лапласа к скалярным и векторным функциям позволяет значительно упростить запись выражений и операции над ними.

Правила вычисления градиента:

$$\left. \begin{aligned} \text{grad } a &= 0; \\ \text{grad } [f_1(\mathbf{r}) + f_2(\mathbf{r})] &= \\ &= \text{grad } f_1(\mathbf{r}) + \text{grad } f_2(\mathbf{r}); \\ \text{grad } [a f(\mathbf{r})] &= a \text{ grad } f(\mathbf{r}); \\ \text{grad } [f_1(\mathbf{r}) f_2(\mathbf{r})] &= \\ &= f_1(\mathbf{r}) \text{ grad } f_2(\mathbf{r}) + \\ &+ f_2(\mathbf{r}) \text{ grad } f_1(\mathbf{r}). \end{aligned} \right\} \quad (1.111)$$

Дивергенция. Рассмотрим вектор

$$\mathbf{a} = i a_x + j a_y + k a_z.$$

Дивергенцией этого вектора $\mathbf{a}$ называется скалярная величина (обозначается $\text{div } \mathbf{a}$), определяемая для декартовой системы координат соотношением

$$\text{div } \mathbf{a} = \frac{\partial a_x}{\partial x} + \frac{\partial a_y}{\partial y} + \frac{\partial a_z}{\partial z}. \quad (1.112)$$

Дивергенция представима в виде суммы скалярных произведений:

$$\text{div } \mathbf{a} = \mathbf{i} \cdot \frac{\partial \mathbf{a}}{\partial x} + \mathbf{j} \cdot \frac{\partial \mathbf{a}}{\partial y} + \mathbf{k} \cdot \frac{\partial \mathbf{a}}{\partial z}. \quad (1.113)$$

Ротор. Ротор вектора $\mathbf{a}$ — это векторная величина, определяемая для декартовой системы координат соотношением

$$\begin{aligned} \text{rot } \mathbf{a} &= \mathbf{i} \left(\frac{\partial a_z}{\partial y} - \frac{\partial a_y}{\partial z} \right) + \\ &+ \mathbf{j} \left(\frac{\partial a_x}{\partial z} - \frac{\partial a_z}{\partial x} \right) + \mathbf{k} \left(\frac{\partial a_y}{\partial x} - \frac{\partial a_x}{\partial y} \right). \end{aligned} \quad (1.114)$$

Ротор можно представить в виде суммы следующих векторных произведений:

$$\text{rot } \mathbf{a} = \mathbf{i} \times \frac{\partial \mathbf{a}}{\partial x} + \mathbf{j} \times \frac{\partial \mathbf{a}}{\partial y} + \mathbf{k} \times \frac{\partial \mathbf{a}}{\partial z}. \quad (1.115)$$

Чтобы уяснить физический смысл дивергенции и ротора, рассмотрим плоскую площадку Σ в скалярном или векторном поле, ограниченную контуром c (рис. 1.6). Вектором плоской площадки Σ , ограниченной контуром c , называется вектор $\mathbf{s}$, модуль

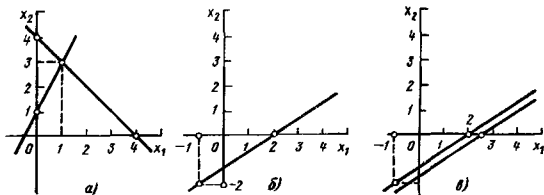


Рис. 1.7. Геометрическое представление системы двух уравнений
 а — система определенная, б — система неопределенная, в — система несовместная

числом неизвестных, введем понятие n -мерных векторов (или точек n -мерного пространства).

Выше были введены понятия двух- и трехмерного векторов. Было показано, что, например, каждому двумерному вектору a соответствует пара чисел α_1 и α_2 , взятых в определенном порядке. Вектор a с координатами α_1 и α_2 записывается в виде $a = (\alpha_1, \alpha_2)$. Аналогично определяется трехмерный вектор $a = (\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3)$, или, что то же, точка в трехмерном пространстве. Двух- и трехмерные векторы геометрически изображаются с помощью радиусов-векторов; при этом координаты вектора представляют собой алгебраические проекции радиуса-вектора на оси прямоугольной системы координат. Используя понятия двумерного вектора, решение $x_1 = \alpha_1$ и $x_2 = \alpha_2$ системы двух уравнений с двумя неизвестными можно трактовать как двумерный вектор $x = (\alpha_1, \alpha_2)$. Вместо того чтобы говорить о двух неизвестных x_1 и x_2 , можно говорить о неизвестном векторе $x = (x_1, x_2)$. Например, решение первой системы уравнений примера 1.11 можно записать в виде $x = (1, 3)$.

Понятия двух- и трехмерного векторов примем как исходные для дальнейших обобщений. Будем называть n -мерным вектором a (или точкой n -мерного пространства) совокупность n чисел $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$, взятых в определенном порядке, и запишем его в виде $a = (\alpha_1, \dots, \alpha_n)$. Числа $\alpha_1, \dots, \alpha_n$ называются координатами вектора a . Применив к автоматическим системам управления понятие n -мерного вектора было проиллюстрировано на примере рис. 1.2. Все математические зависимости векторного исчисления, изложенные выше, справедливы и для n -мерных векторов.

Используем понятие n -мерных векторов для упрощения записи системы линейных уравнений (1.116). Введем для этого m -мер-

ные векторы

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= (a_{11}, a_{12}, \dots, a_{m1}); \\ a_2 &= (a_{12}, a_{22}, \dots, a_{m2}); \\ a_n &= (a_{1n}, a_{2n}, \dots, a_{mn}). \end{aligned} \right\} \quad (1.118)$$

координаты которых представляют собой коэффициенты при соответствующем неизвестном x во всех m уравнениях системы (1.116).

Введем также m -мерный вектор свободный член

$$a_0 = (a_{10}, a_{20}, \dots, a_{m0}). \quad (1.119)$$

Тогда систему (1.116) можно записать в виде одного векторного уравнения

$$a_1 x_1 + a_2 x_2 + \dots + a_n x_n = a_0, \quad (1.120)$$

решение которого сводится к нахождению таких значений $x_1 = \alpha_1, \dots, x_n = \alpha_n$, при подстановке которых в уравнение (1.120) получается тождество

$$a_1 \alpha_1 + a_2 \alpha_2 + \dots + a_n \alpha_n = a_0. \quad (1.121)$$

Таким образом, если ввести понятие n -мерного вектора x , задача решения системы уравнений (1.116) сводится к нахождению вектора $x = (\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n)$. Таким образом, введение понятия n -мерного вектора свело задачу решения системы линейных уравнений к определенным математическим операциям над векторами.

В процессе решения систем уравнений производятся различные тождественные преобразования, целью которых является переход к более простым и удобным системам: перенос членов из одной части уравнения в другую, почленное умножение обеих частей уравнения на один и тот же отличный от нуля множитель, почленное вычитание из уравнений системы одного какого-либо уравнения, уравнивание коэффициентов при неизвестных и т. д.

Используя понятие n -мерного вектора, все рассмотренные операции можно формально трактовать как преобразования векторов. Например, решение системы уравнений

$$\left. \begin{aligned} a_{11}x_1 + a_{12}x_2 &= a_{10}; \\ a_{21}x_1 + a_{22}x_2 &= a_{20} \end{aligned} \right\} \quad (1.122)$$

можно рассматривать как преобразование неизвестного вектора $x = (x_1, x_2)$ в известный $a_0 = (a_{10}, a_{20})$ с помощью известных коэффициентов $a_{11}, a_{12}, a_{21}, a_{22}$. Для упрощения записи вводят понятие матрицы преобразования или таблицы чисел, которая для системы (1.122) имеет вид

$$\begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix}.$$

Соответственно для системы уравнений (1.116) матрица преобразования имеет вид

$$\begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{m1} & a_{m2} & \dots & a_{mn} \end{pmatrix}.$$

Матрицу записывают сокращенно в виде $|a_{ik}|$ либо обозначают одной буквой A , B и т. д.

Если для векторов x и a_0 ввести соответствующие матрицы

$$x = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{pmatrix} \text{ и } a_0 = \begin{pmatrix} a_{10} \\ a_{20} \\ \vdots \\ a_{n0} \end{pmatrix},$$

то систему уравнений (1.116) в матричной форме можно записать в виде

$$Ax = a_0. \quad (1.123)$$

где

$$A = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{m1} & a_{m2} & \dots & a_{mn} \end{pmatrix}.$$

Таким образом, отыскание неизвестных $x_1, \dots, x_n$ в системе уравнений (1.116) сводится к определению матрицы вектора x , т. е. к операции над матрицами.

Необходимо помнить, что матрица — это таблица $m \times n$ чисел, записанных в определенном порядке, и понятие матрицы нельзя отождествлять с понятием *определитель* (см. ниже), который является алгебраическим выражением и строится по опреде-

ленному правилу из элементов матрицы. Например, матрица второго порядка имеет вид

$$\begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix},$$

а определитель второго порядка

$$\begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{vmatrix} = a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21}. \quad (1.124)$$

Алгебра матриц

Матрицу рассматривают как математический символ, над которым можно производить действия, аналогичные действиям над обычными числами. Совершенно так же, как с помощью двух вещественных чисел приходят к построению чисел новой природы, а именно комплексных чисел вида $a + jb$, так и с помощью $m \times n$ чисел, расставленных в виде определенной таблицы, приходят к понятию нового числа — матрицы и к понятию алгебры матриц. В отличие от обычной алгебры алгебра матриц имеет одну особенность, которая заключается в некоммукативности умножения, т. е. результат умножения зависит от порядка сомножителей.

Виды матриц. Матрица вида

$$\begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{m1} & a_{m2} & \dots & a_{mn} \end{pmatrix},$$

состоящая из $m \times n$ чисел, расположенных в m строк и n столбцов, называется *прямоугольной матрицей* размером $m \times n$ или $m \times n$ -матрицей. Числа, составляющие матрицу, называются ее *элементами*. Если $m = n$, то матрица называется *квадратной*, а число m — ее *порядком*.

Для квадратной матрицы выражение

$$\Delta = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{n1} & a_{n2} & \dots & a_{nn} \end{vmatrix}$$

называется *определителем* (детерминантом). Это число вычисляется по формуле

$$\Delta = a_{11}A_{11} + a_{12}A_{12} + \dots + a_{1n}A_{1n} \quad (1.125)$$

где A_{ik} — *алгебраическое дополнение* (или *адьюнкт*) элемента a_{ik} :

$$A_{ik} = (-1)^{i+k} \Delta_{ik}. \quad (1.126)$$

Определитель Δ_{ik} получается из определителя Δ путем вычеркивания i -й строки и k -го

столбца. В (1.125) определитель раскрыт по i -й строке, но он может быть раскрыт и по любому k -му столбцу:

$$\Delta = a_{1k}A_{1k} + a_{2k}A_{2k} + \dots + a_{nk}A_{nk}. \quad (1.127)$$

С помощью выражений (1.125) и (1.127) вычисление любого определителя можно свести к вычислению определителей второго порядка:

$$\begin{vmatrix} a & b \\ c & d \end{vmatrix} = ad - cb. \quad (1.128)$$

Если определитель матрицы равен нулю, то говорят, что она *вырожденная*.

Минором матрицы называется определитель, полученный вычеркиванием из матрицы одинакового числа строк и столбцов. Если все миноры порядка $r+1$, которые можно составить из матрицы, равны нулю, а среди миноров порядка r хотя бы один отличен от нуля, то число r называется *рангом* этой матрицы. Например, матрица

$$\begin{vmatrix} 3 & 2 & 1 & -1 \\ 9 & 6 & 3 & -3 \\ -6 & 4 & -2 & 2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}$$

вырожденная, порядок ее равен 4, а ранг 1.

У квадратной матрицы имеются *главная диагональ*, состоящая из элементов $a_{11}, a_{22}, \dots, a_{nn}$, и *побочная*, состоящая из элементов $a_{1n}, a_{2n-1}, \dots, a_{n1}$. Квадратная матрица, у которой все недиагональные элементы равны нулю, называется *диагональной матрицей*, например

$$\begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 4 \end{vmatrix}.$$

Диагональная матрица, все диагональные элементы которой равны единице, называется *единичной*, в матричном исчислении она играет такую же роль, как число 1 в обычной алгебре. Если ввести в рассмотрение символ *Кронекера*

$$\delta_{ik} = \begin{cases} 1 & \text{при } i = k; \\ 0 & \text{при } i \neq k, \end{cases} \quad (1.129)$$

то для единичной матрицы

$$a_{ik} = \delta_{ik}. \quad (1.130)$$

Сумма диагональных элементов матрицы A размера $n \times n$ называется *следом* (*шпуром*) матрицы A и обозначается $\text{Tr}(A)$ или

$\text{Sp}(A)$:

$$\text{Tr}(A) = \sum_{i=1}^n a_{ii}. \quad (1.131)$$

Для единичной матрицы размера $n \times n$

$$\text{Tr}(A) = n. \quad (1.132)$$

Матрица, у которой все элементы равны нулю, называется *нуль-матрицей*; она играет ту же роль, что и число нуль в обычной алгебре.

Прямоугольная матрица, состоящая из одного столбца, называется *столбцовой*, например

$$\begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{pmatrix}.$$

Прямоугольная матрица, состоящая из одной строки, называется *строчной*, например

$$[a_{11} \ a_{12} \ \dots \ a_{1n}].$$

Если в квадратной матрице элементы, расположенные симметрично относительно главной диагонали, равны между собой, т. е. $a_{ik} = a_{ki}$, то такая матрица называется *симметричной*, например

$$\begin{vmatrix} 1 & x & -y \\ x & 3 & 4 \\ -y & 4 & z \end{vmatrix} \text{ и } \begin{vmatrix} x & 4 & -3 \\ 4 & 6 & -2 \\ -3 & -2 & 9 \end{vmatrix}.$$

Матрица, у которой элементы, расположенные симметрично по отношению к главной диагонали, равны, но противоположны по знаку ($a_{ik} = -a_{ki}$), называется *кососимметричной*, например

$$\begin{vmatrix} 0 & y & 4 \\ -y & 0 & -x \\ -4 & x & 1 \end{vmatrix}.$$

Матрица, которую можно получить из исходной, заменив строки столбцами, называется *транспонированной* и обозначается A^T . Например, матрица

$$A^T = \begin{vmatrix} 2 & 4 & 6 \\ 7 & 3 & 4 \\ 8 & 1 & 5 \end{vmatrix}$$

является транспонированной по отношению к матрице

$$A = \begin{vmatrix} 2 & 7 & 8 \\ 4 & 3 & 1 \\ 6 & 4 & 5 \end{vmatrix}.$$

Если произведение двух матриц A и A^{-1} равно единице, то матрица A^{-1} является обратной матрицей и вычисляется по следующему правилу:

а) выписывают матрицу A^T , транспонированную по отношению к матрице A ;

б) заменяют каждый элемент матрицы A^T его алгебраическим дополнением A_{ik} , деленным на определитель Δ матрицы A .

Пример 1.12. Вычислим матрицу, обратную матрице

$$A = \begin{vmatrix} 1 & 2 & 3 \\ 4 & 5 & 6 \\ 2 & 8 & 9 \end{vmatrix}.$$

Определитель этой матрицы

$$\Delta = 1(45 - 48) - 2(36 - 12) + 3(32 - 10) = 15.$$

Транспонированная матрица

$$A^T = \begin{vmatrix} 1 & 4 & 2 \\ 2 & 5 & 8 \\ 3 & 6 & 9 \end{vmatrix}.$$

Заменяем в этой матрице каждый ее элемент соответствующим алгебраическим дополнением

$$\begin{vmatrix} -3 & 6 & -3 \\ -24 & 3 & 6 \\ 22 & -4 & -3 \end{vmatrix}.$$

Разделив каждый элемент полученной матрицы на $\Delta = 15$, получим обратную матрицу

$$A^{-1} = \begin{vmatrix} -1/5 & 2/5 & -1/5 \\ -8/5 & 1/5 & 2/5 \\ 22/15 & -4/15 & -1/5 \end{vmatrix}.$$

При вычислении обратной матрицы предполагается, что определитель матрицы не равен нулю, т. е. матрица невырожденная. В противном случае определить обратную матрицу невозможно.

Операции над матрицами. Операции над матрицами определяются с помощью операций над их элементами.

1. Матрицы A и B соответственно с элементами a_{ik} и b_{ik} размера $m \times n$ равны друг другу ($A = B$) в том и только в том случае, когда $a_{ik} = b_{ik}$ для всех i и k .

2. Сумма матриц A и B размера $m \times n$ есть матрица C размера $m \times n$ с элементами

$$c_{ik} = a_{ik} + b_{ik}, \quad (1.133)$$

например

$$\begin{vmatrix} 2 & 3 \\ -1 & 4 \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} -1 & 2 \\ 4 & 5 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 5 \\ 3 & 9 \end{vmatrix}.$$

3. Произведение матрицы A размера $m \times n$ на скаляр α есть матрица C размера $m \times n$ с элементами

$$c_{ik} = \alpha a_{ik}, \quad (1.134)$$

например

$$3 \begin{vmatrix} 1 & 2 & 4 \\ 4 & 5 & 6 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 3 & 6 & 12 \\ 12 & 15 & 18 \end{vmatrix}.$$

4. Произведение матрицы A размера $m \times n$ с элементами a_{ik} на матрицу B размера $n \times r$ с элементами b_{ik} есть матрица C размера $m \times r$ с элементами

$$c_{ik} = \sum_{j=1}^n a_{ij} b_{jk}. \quad (1.135)$$

Таким образом, элемент c_{ik} матрицы $C = AB$ есть сумма произведений элементов i -й строки матрицы A на соответствующие элементы k -го столбца матрицы B (рис. 1.8). В произведении матриц AB число n столбцов матрицы A должно равняться числу строк матрицы B (говорят, что формы матриц A и B должны быть согласованными). Из существования произведения AB вовсе не следует существование произведения BA . Если существуют оба произведения AB и BA (матрицы A и B квадратные), то в общем случае $AB \neq BA$ — это свойство некоммутативности умножения является отличительной особенностью алгебры матриц.

Правило умножения двух квадратных матриц то же, что и умножения двух определителей, однако аналогия между матричным исчислением и операциями с определителями на этом заканчивается. Например, правило умножения на число и правило сложения существенно различны:

$$\alpha \begin{vmatrix} a & b \\ c & d \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \alpha a & \alpha b \\ \alpha c & \alpha d \end{vmatrix}, \text{ но}$$

$$\alpha \begin{vmatrix} a & b \\ c & d \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \alpha a & b \\ \alpha c & d \end{vmatrix};$$

$$\begin{vmatrix} a_1 & b_1 \\ c_1 & d_1 \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} a_2 & b_1 \\ c_2 & d_1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} a_1 + a_2 & 2b_1 \\ c_1 + c_2 & 2d_1 \end{vmatrix},$$

но

$$\begin{vmatrix} a_1 & b_1 \\ c_1 & d_1 \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} a_2 & b_1 \\ c_2 & d_1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} a_1 + a_2 & b_1 \\ c_1 + c_2 & d_1 \end{vmatrix}.$$

Не будем останавливаться на глубоком различии в сущности двух понятий: матрицы

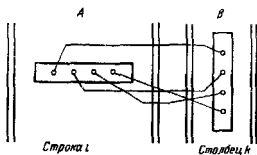


Рис. 1.8. Схема вычисления элемента c_{ij} произведения двух матриц

и определителя. Важно подчеркнуть, что внешняя аналогия не должна приводить к ошибкам из-за смешения правил вычисления.

1.6. ОСНОВЫ ТЕОРИИ ВЕРОЯТНОСТЕЙ

Случайные события

Всякий факт, который в результате опыта может произойти или не произойти, называется *случайным событием*. Случайное событие A характеризуется некоторым числом — *вероятностью* $p(A)$, которая является численной мерой степени объективной возможности этого события. Если в результате опыта событие называется *допустимым*, то для него $p(A) = 1$. Если в результате опыта событие A не может произойти, то это событие называется *невозможным* и $p(A) = 0$. Вероятность любого события $0 \leq p(A) \leq 1$. Если в результате опыта непременно должно произойти хотя бы одно из событий $A_1, A_2, \dots, A_n$, то такие события называются *полной группой событий*.

Если два и более любых событий могут появляться вместе, то такие события называются *совместными*. Несколько событий в данном опыте считаются *несовместными*, если никакие два из них не могут появляться вместе. Если по условиям опыта нет оснований считать какое-либо событие более возможным, чем любое другое, то события в данном опыте называются *равновозможными*.

Если несколько событий несовместны, равновозможны и образуют полную группу, то они называются *случаями*. Если появление случая влечет за собой появление события, то случай называется *благоприятным* событием.

Если результаты опыта сводятся к схеме случая, то

$$p(A) = N_A / N, \quad (1.136)$$

где N_A — число случаев, благоприятных событию A ; N — общее число случаев.

Допустим, что происходит серия испытаний, с которыми связано появление или не-появление случайного события A с вероятностью $p(A)$, которую называют безусловной вероятностью. Пусть с этим же испытанием связано появление или не-появление другого события B с безусловной вероятностью $p(B)$. Отберем из всех N испытаний лишь их часть N_B , при которых появилось событие B . Пусть в этих N_B испытаниях в $N_{A/B}$ случаях появилось также событие A . При большом числе испытаний N_B отношение

$$p(A/B) = N_{A/B} / N_B \quad (1.137)$$

называется *условной вероятностью* события A (при условии, что событие B появилось).

Пользуясь поятиями безусловной и условной вероятностей, рассмотрим сложение и умножение вероятностей. В теории вероятностей под *суммой* нескольких событий понимается событие, состоящее в появлении хотя бы одного из событий, а под *произведением* событий понимается событие, состоящее в совместном появлении всех этих событий.

Если события A_i несовместны, то вероятность их суммы равна сумме их вероятностей, т. е.

$$p\left(\sum_{i=1}^n A_i\right) = \sum_{i=1}^n p(A_i). \quad (1.138)$$

Для совместных событий A_i

$$p\left(\sum_{i=1}^n A_i\right) = \sum_i p(A_i) - \sum_{i,j} p(A_i A_j) + \sum_{i,j,k} p(A_i A_j A_k) - \dots + (-1)^{n-1} \times \\ \times p(A_1 A_2 A_3 \dots A_n), \quad (1.139)$$

где суммы распространяются на все возможные комбинации различных индексов $i, j, k, \dots$ взятых по одному, по два, по три и т. д.

Если события A_i несовместны и образуют полную группу, то

$$\sum_{i=1}^n p(A_i) = 1. \quad (1.140)$$

Если события A и B независимы, т. е. появление одного из них не меняет вероятности появления другого, то

$$p(A/B) = p(A); \quad p(B/A) = p(B). \quad (1.141)$$

Для нескольких независимых событий A_i

$$p\left(\prod_{i=1}^n A_i\right) = \prod_{i=1}^n p(A_i). \quad (1.142)$$

Для зависимых событий A_i теорема умножения вероятностей имеет вид

$$p(A_1 A_2 \dots A_n) = p(A_1) p(A_2/A_1) \times \dots \times p(A_n/A_1 A_2 \dots A_{n-1}). \quad (1.143)$$

Допустим, что до некоторого испытания вероятности несомненных событий A_i (априорные вероятности) имели значения $p(A_i)$. Если в результате испытания появляется событие B , то после опыта, когда появилась новая информация, необходимо пересопределить вероятности событий A_i . Эти новые вероятности теперь будут уже условными вероятностями $p(A_i/B)$ — так называемыми апостериорными вероятностями.

Для их подсчета применяется формула Байеса

$$p(A_i/B) = \frac{p(A_i) p(B/A_i)}{\sum_{i=1}^m p(A_i) p(B/A_i)}. \quad (1.144)$$

Случайные величины

Случайная величина представляет собой более сложное понятие, чем случайное событие. Это — величина, которая в результате опыта принимает одно и только одно заранее неизвестное значение из множества возможных значений. Поэтому чтобы охарактеризовать случайную величину x , необходимо задать как множество ее возможных значений x , так и их вероятности.

Пусть возможные значения $x_1, x_2, \dots, x_n$ случайной величины X дискретны, тогда нужно задать и вероятностей вида $p_i = p(x_i)$, где p_i — вероятность случайного события, заключающегося в появлении значения x_i случайной величины X . Поскольку события $X = x_i$ для разных i несовместны и по определению случайной величины образуют полную группу, то

$$\sum_{i=1}^n p_i = 1. \quad (1.145)$$

Если случайная величина X непрерывна, т. е. может принимать любые значения в некотором интервале, то для задания ее вероятностной характеристики применяется функция распределения $F(x)$ — это вероятность случайного события $X < x$, заключающегося в том, что значение X оказалось меньше некоторого фиксированного значения x :

$$F(x) = p(X < x). \quad (1.146)$$

Функция $F(x)$ (или интегральный закон распределения) позволяет найти вероятность

попадания X в интервал $a \leq X \leq b$:

$$p(a \leq X \leq b) = F(b) - F(a). \quad (1.147)$$

Функция $F(x)$ есть монотонная неубывающая функция от x , причем $F(-\infty) = 0$, $F(\infty) = 1$. Функция

$$p(x) = dF(x)/dx \quad (1.148)$$

называется плотностью вероятности или дифференциальным законом распределения случайной величины X .

Величина $p(x)dx$ представляет собой вероятность для случайной величины X и находится в бесконечно малом интервале $x \leq X \leq x + dx$. Вероятность величины X находится в интервале $a \leq X \leq b$ и определяется выражением

$$p(a \leq X \leq b) = F(b) - F(a) = \int_a^b p(x) dx. \quad (1.149)$$

Из (1.149) следует, что

$$\int_{-\infty}^{\infty} p(x) dx = 1. \quad (1.150)$$

Важными характеристиками случайной величины, хотя и не вполне исчерпывающими, являются ее моменты. Моментом порядка k называется некоторое число, определяемое выражением

$$\alpha_k = \int_{-\infty}^{\infty} x^k p(x) dx. \quad (1.151)$$

Момент первого порядка α_1 называется математическим ожиданием или средним значением случайной величины X , обозначается m_x :

$$\alpha_1 = m_x = \int_{-\infty}^{\infty} x p(x) dx \quad (1.152)$$

и характеризует среднее арифметическое $X_{\text{ср ар}}$ значение случайной величины X в том смысле, что при достаточно большом числе испытаний $X_{\text{ср ар}}$ мало отличается от m_x .

Центральным моментом k -го порядка μ_k называется момент k -го порядка разности $(x - m_x)$:

$$\mu_k = \int_{-\infty}^{\infty} (x - m_x)^k p(x) dx. \quad (1.153)$$

Особое значение имеет центральный момент второго порядка, который называется дисперсией и обозначается D_x .

$$D_x = \int_{-\infty}^{\infty} (x - m_x)^2 p(x) dx. \quad (1.154)$$

Дисперсия характеризует разброс значений случайной величины X вокруг ее среднего значения.

Величина

$$\sigma_x = \sqrt{D_x} \quad (1.155)$$

называется *среднеквадратическим отклонением*. Эту величину следует отличать от *среднеквадратического значения* $X_{\text{ср кв}}$, которое определяется по формуле

$$(X_{\text{ср кв}})^2 = \alpha_2 = \int_{-\infty}^{\infty} x^2 p(x) dx. \quad (1.156)$$

Если $m_x = 0$, то $X_{\text{ср кв}} = \sigma_x$.

Наиболее распространенным распределением для случайных величин является *нормальное*, для которого

$$p(x) = \frac{1}{\sigma_x \sqrt{2\pi}} e^{-(x-m_x)^2 / (2\sigma_x^2)}. \quad (1.157)$$

Вероятность попадания нормально распределенной случайной величины X в интервал $a \leq X \leq b$ определяется формулой

$$p(a \leq X \leq b) = \Phi[(b - m_x)/\sigma_x] - \Phi[(a - m_x)/\sigma_x], \quad (1.158)$$

где $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-t^2/2} dt$ — табулированная функция.

Случайные векторы

Случайные величины X и Y , рассматриваемые совместно, можно геометрически интерпретировать как случайную точку с координатами X и Y на плоскости x, y или как случайный вектор, направленный из начала координат в точку (X, Y) . Систему n случайных величин $X_1, X_2, \dots, X_n$ можно также изобразить случайной точкой или случайным вектором в n -мерном пространстве.

Функцией распределения $F(x, y)$ системы двух случайных величин X и Y называется вероятность совместного выполнения неравенств

$$F(x, y) = p[X < x, Y < y]. \quad (1.159)$$

Геометрически $F(x, y)$ интерпретируется как вероятность попадания случайной точки (X, Y) в квадрат с вершиной (x, y) , заштрихованный на рис. 1.9. Вероятность попадания случайной точки (X, Y) в прямоугольник R (рис. 1.10) выражается через функцию распределения $F(x, y)$ формулой

$$p[(X, Y) \in R] = F(\beta, \delta) - F(\alpha, \delta) - F(\beta, \gamma) + F(\alpha, \gamma), \quad (1.160)$$

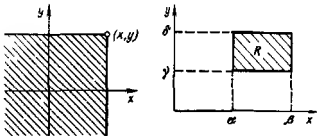


Рис. 1.9. Геометрическая интерпретация функции $F(x, y)$

Рис. 1.10. К определению вероятности попадания точки (X, Y) в область R

где знак $\in$ означает, что точка (X, Y) принадлежит области R .

Функция

$$p(x, y) = \partial^2 F(x, y) / (\partial x \partial y) = F''_{xy}(x, y) \quad (1.161)$$

называется *плотностью распределения* двух случайных величин X и Y и физически представляет собой предел отношения вероятности попадания случайной точки в элементарный участок плоскости, примыкающей к точке (x, y) , к площади этого участка, когда его размеры стремятся к нулю.

Элементом вероятности для системы двух случайных величин называется величина $p(x, y) dx dy$, приблизительно выражающая вероятность попадания случайной точки (X, Y) в элементарный прямоугольник со сторонами dx, dy , примыкающий к точке (x, y) .

Функция распределения $F(x, y)$ выражается через плотность распределения:

$$F(x, y) = \int_{-\infty}^x \int_{-\infty}^y p(x, y) dx dy. \quad (1.162)$$

Плотность распределения отдельных величин выражается через плотность распределения $p(x, y)$ формулами

$$p_1(x) = \int_{-\infty}^{\infty} p(x, y) dy; \quad (1.163)$$

$$p_2(y) = \int_{-\infty}^{\infty} p(x, y) dx \quad (1.164)$$

В соответствии с понятиями, принятыми для случайных событий, для системы из двух случайных величин вводятся понятия *условных функций распределения* случайных величин X и Y [обозначаются $F_1(x/y)$ и $F_2(y/x)$] и *условных плотностей распределения* $p_1(x/y)$ и $p_2(y/x)$:

$$p(x, y) = p_1(x) p_2(y/x) \text{ или}$$

$$p(x, y) = p_2(y) p_1(x/y). \quad (1.165)$$

Если условный закон распределения одной из двух случайных величин X и Y не зависит от того, какое значение примет другая, то случайные величины X и Y называются *независимыми*:

$$p_1(x/y) = p_1(x); \quad p_2(y/x) = p_2(y). \quad (1.166)$$

Случайные величины X и Y называются независимыми, если закон распределения каждой из них не зависит от значений, которые принимает другая величина. В противном случае величины X и Y называются *зависимыми*.

Плотность распределения системы независимых случайных величин равна произведению плотностей распределения отдельных величин, входящих в эту систему:

$$p(x, y) = p_1(x) p_2(y) \quad (1.167)$$

Важными характеристиками системы двух случайных величин, хотя и не вполне исчерпывающими, являются *моменты* системы.

Начальным моментом порядка $k+s$ системы двух случайных величин X и Y называется величина, определяемая формулой

$$\alpha_{k,s} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x^k y^s p(x, y) dx dy \quad (1.168)$$

Центральным моментом порядка $k+s$ системы двух случайных величин X и Y называется величина, определяемая формулой

$$\mu_{k,s} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} (x - m_x)^k (y - m_y)^s p(x, y) dx dy. \quad (1.169)$$

Важной характеристикой системы двух случайных величин является центральный момент порядка $1+1$, т. е. $\mu_{1,1}$, который называется *корреляционным моментом* K_{xy} двух случайных величин.

$$K_{xy} = \mu_{1,1}. \quad (1.170)$$

Для независимых случайных величин $K_{xy} = 0$. Величина

$$r_{xy} = K_{xy} / \sigma_x \sigma_y, \quad (1.171)$$

где $\sigma_x = \sqrt{D_x} = \sqrt{\mu_{2,0}}$ и $\sigma_y = \sqrt{D_y} = \sqrt{\mu_{0,2}}$, называется *коэффициентом корреляции* двух случайных величин X и Y ; он характеризует степень тесноты линейной зависимости между случайными величинами.

Если $r_{xy} = 0$, то случайные величины X и Y называются *некоррелированными*. Если X и Y связаны линейной функциональной зависимостью вида $Y = aX + b$, то $r_{xy} = \pm 1$, где знак плюс или минус берется в зависимости от знака a . Для любых двух случайных величин $|r_{xy}| \leq 1$. Для двух нормально

распределенных случайных величин X и Y

$$p(x, y) = \frac{1}{2\pi\sigma_x\sigma_y\sqrt{1-r_{xy}^2}} \times \exp \left\{ -\frac{1}{2(1-r_{xy}^2)} \left[\frac{(x-m_x)^2}{\sigma_x^2} - \frac{2r_{xy}(x-m_x)(y-m_y)}{\sigma_x\sigma_y} + \frac{(y-m_y)^2}{\sigma_y^2} \right] \right\}. \quad (1.172)$$

Если две случайные величины некоррелированы ($r_{xy} = 0$) и при этом m_x , m_y то нормальное распределение принимает *канонический вид*:

$$p(x, y) = \frac{1}{2\pi\sigma_x\sigma_y} \exp \left(-\frac{x^2}{2\sigma_x^2} - \frac{y^2}{2\sigma_y^2} \right). \quad (1.173)$$

Вероятность попадания нормально распределенной случайной точки в прямоугольник R (рис. 1.10)

$$p[(x, y) \in R] = \left[\Phi \left(\frac{\beta - m_x}{\sigma_x} \right) - \Phi \left(\frac{\alpha - m_x}{\sigma_x} \right) \right] \left[\Phi \left(\frac{\delta - m_y}{\sigma_y} \right) - \Phi \left(\frac{\gamma - m_y}{\sigma_y} \right) \right], \quad (1.174)$$

где функции Φ табулированы.

Если для системы n случайных величин ($X_1, X_2, \dots, X_n$) ввести понятие функции распределения как вероятности совместного выполнения n неравенств вида $X_i < x_i$

$$F(x_1, x_2, \dots, x_n)$$

$$= p[(X_1 < x_1)(X_2 < x_2) \dots (X_n < x_n)], \quad (1.175)$$

то аналогично системе двух случайных величин можно ввести понятия плотности распределения, моментов и закона распределения для системы n случайных величин.

Случайные функции

Случайная функция $X(t)$ (*вероятностный процесс*) — это функция, которая в каждый момент времени является случайной величиной. Тот конкретный вид, который принимает функция в результате опыта, называется *реализацией* случайной функции. Если зафиксировать время, например, в момент t_1 , то случайная функция $X(t)$ обращается в случайную величину $X(t_1)$, называемую *сечением* случайной функции. Закон распределения $F(x_1, t_1)$ сечения $X(t_1)$ случайной функции называется *одномерным* законом распределения случайной функции $X(t)$. Закон распределения системы двух ее сечений $X(t_1)$, $X(t_2)$, представляющий собой функцию четырех аргументов $F(x_1, t_1, x_2, t_2)$, называется *двухмерным* законом распределения случайной функции $X(t)$.

Для одномерного закона распределения плотность вероятности обозначается $p(x, t)$; для двумерного $p(x_1, t_1, x_2, t_2)$.

Математическое ожидание случайной функции $X(t)$ есть неслучайная функция $m_x(t)$, которая при каждом t представляет собой математическое ожидание соответствующего сечения случайной функции.

Корреляционная функция случайной функции $X(t)$ есть неслучайная функция двух аргументов $K_x(t, t')$, которая при каждой паре значений t, t' равна корреляционному моменту соответствующих сечений случайной функции. При $t = t'$ корреляционная функция превращается в дисперсию случайной функции

$$K_x(t, t) = \sigma_x^2(t). \quad (1.176)$$

Если распределение системы любого числа n сечений случайной функции $X(t)$ нормальное, то случайная функция называется *нормальной*; характеристики $K_x(t, t')$ и $m_x(t)$ являются для нее исчерпывающими.

Функция

$$r_x(t, t') = \frac{K_x(t, t')}{\sigma_x(t)\sigma_x(t')} = \frac{K_x(t, t')}{\sqrt{D_x(t)D_x(t')}} \quad (1.177)$$

называется *нормированной* корреляционной функцией случайной функции $X(t)$.

Функция

$$R_{xy}(t, t') = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} [x(t) - m_x(t)] \times \\ \times [y(t') - m_y(t')] p(x, y, t, t') dx dy \quad (1.178)$$

называется *взаимной* корреляционной функцией двух случайных функций $X(t)$ и $Y(t)$.

Нормированной *взаимной* корреляционной функцией двух случайных функций $X(t)$ и $Y(t)$ называется функция

$$r_{xy}(t, t') = \frac{R_{xy}(t, t')}{\sigma_x(t)\sigma_y(t')} = \frac{R_{xy}(t, t')}{\sqrt{D_x(t)D_y(t')}}. \quad (1.179)$$

Если $R_{xy}(t, t') = 0$, то случайные функции $X(t)$ и $Y(t)$ называются *некоррелированными*.

Если

$$Z(t) = X(t) + Y(t), \quad (1.180)$$

то

$$m_z(t) = m_x(t) + m_y(t); \quad (1.181)$$

$$K_z(t, t') = K_x(t, t') + K_y(t, t') + \\ + R_{xy}(t, t') + R_{yx}(t, t'). \quad (1.182)$$

Если математическое ожидание случайной функции $m_x(t) = m_x = \text{const}$, а корреляционная функция зависит только от разности между своими аргументами $\tau = t - t'$, т. е. $K_x(t, t') = K_x(\tau)$, то такой случайный процесс

называется *стационарным*. Существует подкласс стационарных случайных процессов, называемых *эргодическими*, для которого среднее по множеству (т. е. математическое ожидание m_x) с вероятностью, равной единице, равно среднему по времени:

$$\bar{X} = m_x = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t) dt. \quad (1.183)$$

Среднее по времени квадрата функции $[x(t) - m_x]^2$

$$M\{[x(t) - m_x]^2\} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T [x(t) - m_x]^2 dt \quad (1.184)$$

равно дисперсии D_x , причем дисперсия стационарной случайной функции

$$D_x = K_x(t, t) = K_x(0) = \text{const}. \quad (1.185)$$

Аналогичное равенство существует и для средних от произведения:

$$K_x(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T [x(t) - m_x] \times \\ \times [x(t + \tau) - m_x] dt. \quad (1.186)$$

Фурье-изображение корреляционной функции $K_x(\tau)$ стационарного случайного процесса

$$S_x(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} K_x(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (1.187)$$

называется *спектральной плотностью* случайного процесса $X(t)$.

Фурье-изображение функции $R_{xy}(\tau)$

$$S_{xy}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{xy}(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (1.188)$$

называется *взаимной спектральной плотностью* стационарных случайных процессов $X(t)$ и $Y(t)$.

Случайный сигнал, у которого $S(\omega) = S_0 = \text{const}$, называется *белым шумом*. Этому Фурье-изображению отвечает оригинал

$$K_x(\tau) = S_0 \delta(\tau), \quad (1.189)$$

где $\delta(\tau)$ — единичная импульсная функция, или функция Дирака, определяемая выражениями

$$\left. \begin{aligned} \delta(\tau) &= 0 \quad \text{при } \tau \neq 0, \\ \delta(\tau) &\propto \text{при } \tau = 0; \\ \int_{-\infty}^{\infty} \delta(\tau) d\tau &= 1. \end{aligned} \right\} \quad (1.190)$$

Если на вход стационарной линейной автоматической системы регулирования поступает стационарная случайная функция $X(t)$, то спустя некоторое время, достаточное для затухания переходных процессов, случайная функция $Y(t)$ на выходе системы также будет стационарной. Спектральные плотности входного и выходного сигналов связаны соотношением

$$S_y(\omega) = S_x(\omega) |W(j\omega)|^2, \quad (1.191)$$

где $W(j\omega)$ – комплексная частотная характеристика системы.

При рассмотрении ряда вопросов теории автоматического регулирования часто непрерывный случайный процесс $X(t)$ заменяют последовательностью связанных случайных величин $x(t_1), \dots, x(t_n)$, являющихся его значениями в дискретные моменты времени $t_1, \dots, t_n$. Это можно сделать, если частотный спектр всех реализаций случайного процесса ограничен частотой ω_c , а длительность – временем T . Обычно частоте ω_c соответствует начало «хвоста» частотного спектра с малой интенсивностью. Вместо функции $X(t)$ можно без потери информации о ней рассматривать лишь ряд ее дискретных значений $x(t_1), \dots, x(t_n)$, разделенных расстоянием во времени не более чем $\Delta t = \pi/\omega_c$. Общее число дискретных значений $X(t)$ получается равным $T/\Delta t$.

Обозначив $x(t_i) = x_i$, можно ввести понятие случайного n -мерного вектора x с координатами $(x_1, x_2, \dots, x_n)$, для которого будут справедливы все соотношения, приведенные выше.

Пример 1.13. Определим корреляционную функцию $K_x(\tau)$ и спектральную плотность $S_x(\omega)$ для сигнала, изменяющегося по закону $x(t) = A \sin(\omega_0 t + \varphi)$.

Поскольку $x(t)$ является эргодическим процессом, то по формуле (1.186)

$$K_x(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t) x(t + \tau) dt =$$

$$= \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} A^2 \sin(\omega_0 t + \varphi) \sin(\omega_0 t + \omega_0 \tau + \varphi) dt =$$

$$= \frac{A^2}{2} \cos \omega_0 \tau,$$

где $T_0 = 2\pi/\omega_0$.

Спектральную плотность вычисляем по

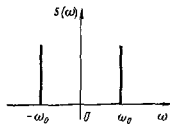


Рис. 1.11. Спектральные плотности единичных импульсных функций $\delta(\omega - \omega_0)$ и $\delta(\omega + \omega_0)$

формуле (1.187):

$$S_x(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{A^2}{2} \cos \omega_0 \tau e^{-j\omega \tau} d\tau =$$

$$= \frac{\pi A^2}{2} [\delta(\omega - \omega_0) + \delta(\omega + \omega_0)],$$

где $\delta(\omega - \omega_0)$ и $\delta(\omega + \omega_0)$ – единичные импульсные функции, спектральная плотность которых представлена на рис. 1.11.

Пример 1.14. В разомкнутом состоянии автоматическая система имеет передаточную функцию

$$W(p) = k [p(Tp + 1)].$$

На входе системы действует помеха в виде белого шума со спектральной плотностью $S_0 = N$. Определим дисперсию выходного сигнала.

Передаточная функция замкнутой системы

$$W_y(p) = W(p) / [1 + W(p)] = k / (Tp^2 + p + k).$$

Спектральная плотность на выходе системы определяется формулой (1.191):

$$S_y(\omega) = S_0 |W_y(j\omega)|^2 = \frac{k^2 N}{T(j\omega)^2 + j\omega + k|^2}.$$

Дисперсию выходного сигнала определяем по формуле (1.185):

$$D_y = K_y(0).$$

Применив обратное преобразование Фурье к выражению (1.187), получим

$$D_y = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_y(\omega) d\omega = \frac{1}{2\pi} \times$$

$$\times \int_{-\infty}^{\infty} \frac{k^2 N d\omega}{|T(j\omega)^2 + j\omega + k|^2} = \frac{kN}{2}.$$

Непрерывные функции

Исследование переходных процессов в автоматических системах управления обычно связано с решением различного рода дифференциальных уравнений, что значительно упрощается, если для этих целей использовать операционное исчисление.

Основные этапы решения дифференциальных уравнений движения систем автоматического управления обычно сводятся к следующему:

1) функция $\varphi(t)$ вещественной переменной t преобразуется в функцию $\varphi(p)$ комплексной переменной p ;

2) находится решение для функции $\varphi(p)$;

3) найдено решение для $\varphi(p)$ преобразуется в $\varphi(t)$.

В основе операционных методов лежат так называемые прямое и обратное преобразования Лапласа, основные идеи которых рассмотрены ниже.

Пусть имеется некоторая функция $\varphi(t)$ независимой переменной t , удовлетворяющая следующим условиям:

1) функция $\varphi(t)$ непрерывна вместе со своей производной во всех точках $-\infty \leq t \leq \infty$, за исключением тех значений t , в которых $\varphi(t)$ и ее производная имеют разрывы первого рода;

2) имеется ограниченное число точек разрыва первого рода на каждом конечном интервале изменения t ;

3) для функции $\varphi(t)$ можно указать такие не зависящие от t постоянные a и b , что при любом $t > 0$ выполняется неравенство

$$|\varphi(t)| < ae^{bt}, \quad (1.192)$$

где число b называется показателем роста функции $\varphi(t)$.

Пусть задано комплексное число $p = \sigma + j\omega$, тогда выражение

$$\varphi(p) = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(t) e^{-pt} dt \quad (1.193)$$

называется *двусторонним интегралом Лапласа*, а функция $\varphi(p)$ — *двусторонним изображением Лапласа* оригинала (функции) $\varphi(t)$. Если $\sigma = 0$, то двустороннее преобразование Лапласа сводится к преобразованию Фурье.

Двустороннее преобразование Лапласа возможно тогда, когда существует диапазон вещественных чисел m , в котором функция $\varphi(t)$ абсолютно интегрируема в интервале $-\infty \leq t \leq \infty$, т. е. если в этом интервале

$$F = \int_{-\infty}^{\infty} |\varphi(t)| e^{-mt} dt \quad (1.194)$$

сходится.

Обычно в автоматических системах регулирования переходные процессы исследуют, начиная с времени $t = 0$, поэтому без ограничения общности можно считать, что все функции $\varphi(t)$, которые используются в теории автоматического регулирования, удовлетворяют условию $\varphi(t) = 0$ при $t < 0$. Для таких функций выражение

$$\varphi(p) = \int_0^{\infty} \varphi(t) e^{-pt} dt \quad (1.195)$$

называется *односторонним интегралом Лапласа*, а функция $\varphi(p)$ — *односторонним изображением Лапласа* оригинала $\varphi(t)$. В дальнейшем будем рассматривать одностороннее изображение Лапласа, обозначая его сокращенно термином «*изображение*».

Может случиться так, что интеграл (1.195) не существует ни при каких значениях p , в этом случае преобразование невозможно. Возможность существования преобразования (1.195) определяется следующей теоремой: *если функция $\varphi(t)$ удовлетворяет приведенным выше условиям, то ее изображение $\varphi(p)$ определено для всех комплексных значений $p = \sigma + j\omega$, вещественная часть которых σ превосходит показатель роста b функции $\varphi(t)$.*

Пример 1.15. Найдем изображения ряда функций:

$$1) \varphi(t) = 1(t); \quad \varphi(p) = \int_0^{\infty} e^{-pt} dt = \frac{1}{p};$$

$$2) \varphi(t) = e^{at}; \quad \varphi(p) = \int_0^{\infty} e^{at} e^{-pt} dt = \frac{1}{p - a};$$

$$3) \varphi(t) = \sin \omega t; \quad \varphi(p) = \int_0^{\infty} \sin \omega t e^{-pt} dt =$$

$$= \frac{1}{2j} \int_0^{\infty} (e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}) e^{-pt} dt =$$

$$= \frac{1}{2j} \left(\frac{1}{p - j\omega} - \frac{1}{p + j\omega} \right) = \frac{\omega}{p^2 + \omega^2}.$$

В табл. 1.1 приведены изображения для некоторых функций.

Таблица 1.1 Преобразования Лапласа для некоторых функций

Оригинал	Изображение	Оригинал	Изображение
$x(t - \alpha)$	$e^{-\alpha x}(p)$	$t^n e^{\pm \alpha t}$	$\frac{n!}{(p \mp \alpha)^{n+1}}$
$\alpha = \text{const}$	$\frac{\alpha}{p}$	$\frac{1 - e^{-t}}{t}$	$\ln\left(1 + \frac{1}{p}\right)$
t	$1/p^2$	$\text{sh } \alpha t$	$\frac{\alpha}{p^2 - \alpha^2}$
t^n	$\frac{n!}{p^{n+1}}$	$\text{ch } \alpha t$	$\frac{p}{p^2 - \alpha^2}$
$e^{\pm \alpha t}$	$\frac{1}{p \mp \alpha}$	$\frac{1}{\alpha}(1 - e^{-\alpha t})$	$\frac{1}{p} \left(\frac{1}{p + \alpha} \right)$
$te^{-\alpha t}$	$\frac{1}{(p + \alpha)^2}$	$\frac{1}{\alpha}(e^{\alpha t} - 1)$	$\frac{1}{p} \left(\frac{1}{p - \alpha} \right)$
$\sin \alpha t$	$\frac{\alpha}{p^2 + \alpha^2}$	$\frac{1}{\sqrt{\pi t}}$	$\frac{1}{\sqrt{p}}$
$\cos \alpha t$	$\frac{p}{p^2 + \alpha^2}$	$\frac{2}{\sqrt{\pi}} \sqrt{t}$	$\frac{1}{p\sqrt{p}}$
$\frac{1}{2} \alpha t \sin \alpha t$	$\frac{p\alpha^2}{(p^2 + \alpha^2)^2}$	$\frac{1}{t} \sin \alpha t$	$\text{arctg } \frac{\alpha}{p}$
$t \cos \alpha t$	$\frac{p^2 - \alpha^2}{(p^2 + \alpha^2)^2}$		
$e^{-\beta t} \sin \alpha t$	$\frac{\alpha}{(p + \beta)^2 + \alpha^2}$		
$e^{-\beta t} \cos \alpha t$	$\frac{p + \beta}{(p + \beta)^2 + \alpha^2}$		

Обратный переход от изображения к оригиналу для функций, удовлетворяющих приведенным выше условиям, осуществляется по формуле обращения

$$\varphi(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma_0 - j\infty}^{\sigma_0 + j\infty} \varphi(p) e^{pt} dp \quad (1.196)$$

Здесь интегрирование производится вдоль любой прямой, параллельной мнимой оси и расположенной на расстоянии от нее $\sigma_0 > h$, где h — показатель роста функции $\varphi(t)$.

Если функция $\varphi(t)$ имеет разрыв первого рода и ее значения справа и слева от точки разрыва соответственно равны $\varphi(t+0)$ и $\varphi(t-0)$, то

$$\frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma_0 - j\infty}^{\sigma_0 + j\infty} \varphi(p) e^{pt} dp = \frac{1}{2} [\varphi(t+0) + \varphi(t-0)]. \quad (1.197)$$

Рассмотрим основные свойства преобразования Лапласа. Для сокращения вместо формул (1.195) и (1.196) будем использовать символическую запись

$$\varphi(p) = L[\varphi(t)]; \quad (1.198)$$

$$\varphi(t) = L^{-1}[\varphi(p)]. \quad (1.199)$$

1. **Линейность преобразования.** Если

$$\varphi_1(p) = L[\varphi_1(t)];$$

$$\dots$$

$$\varphi_n(p) = L[\varphi_n(t)],$$

то

$$\sum_{i=1}^n a_i \varphi_i(p) = L\left[\sum_{i=1}^n a_i \varphi_i(t)\right], \quad (1.200)$$

где a_i — постоянные величины, не зависящие от t . Аналогично если

$$\varphi_1(t) = L^{-1}[\varphi_1(p)];$$

$$\dots$$

$$\varphi_n(t) = L^{-1}[\varphi_n(p)],$$

то

$$\sum_{i=1}^n a_i \varphi_i(t) = L^{-1} \left[\sum_{i=1}^n a_i \varphi_i(p) \right]. \quad (1.201)$$

2. Правила дифференцирования. Пусть $\varphi(p) = L[\varphi(t)]$ и существует n -я производная $\varphi(t)$, тогда

$$L[\varphi^{(n)}(t)] = p^n \left[\varphi(p) - \sum_{i=0}^{n-1} \frac{\varphi^{(i)}(+0)}{p^{i+1}} \right], \quad (1.202)$$

где $\varphi^{(i)}(+0)$ — значение функции $\varphi(t)$ и всех ее $n-1$ производных при стремлении t к нулю справа.

В частном случае при нулевых начальных условиях, т. е. когда $\varphi(0) = \varphi'(0) = \dots = \varphi^{(n-1)}(0) = 0$, получаем

$$L[\varphi^{(n)}(t)] = p^n \varphi(p) \quad (1.203)$$

В этом случае дифференцированию исходной функции соответствует умножение преобразованной функции на p , т. е. замена d/dt на p .

Пример 1.16. Пусть $\psi(t) = d^3 \varphi(t)/dt^3$, тогда $\psi(p) = p^3 \varphi(p)$ при нулевых начальных условиях. Если начальные условия не нулевые, то по (1.202)

$$\psi(p) = p^3 \varphi(p) - p^2 \varphi(0) - p \varphi'(0) - \varphi''(0).$$

Если $\varphi(t) = L^{-1}[\varphi(p)]$, то в области абсолютной сходимости $\varphi(t)$ дифференцирование изображений осуществляется по формуле

$$(-1)^n t^n \varphi(t) = L^{-1}[\varphi^{(n)}(p)], \quad (1.204)$$

т. е. операции дифференцирования изображений соответствует алгебраическая операция умножения оригинала на независимую переменную t , взятую с отрицательным знаком.

Пример 1.17. Дано $\varphi(p) = 1/p$. Этому изображению соответствует оригинал $\varphi(t) = 1$. Найдем оригинал, соответствующий изображению $\psi(p) = 1/p^2$.

Так как $\psi(p) = 1/p^2 = -\varphi'(p)$, то

$$-L^{-1}[\varphi'(p)] = -(-1)^1 t \varphi(t) = t,$$

следовательно,

$$L^{-1}[1/p^2] = t.$$

3. Правила интегрирования. Если $\varphi(p) = L[\varphi(t)]$ и при $t \geq 0$ $|\varphi(t)| < ae^{bt}$, то

$$L \left[\int_0^t \varphi(\tau) d\tau \right] = \frac{\varphi(p)}{p}, \quad (1.205)$$

т. е. операции интегрирования оригинала

соответствует операция деления изображения на p .

Если

$$\varphi(t) = L^{-1}[\varphi(p)] \text{ и } \int_0^\infty \varphi(q) dq$$

сходится, то

$$-\frac{\varphi(t)}{t} = L^{-1} \left[\int_0^\infty \varphi(q) dq \right], \quad (1.206)$$

т. е. операции интегрирования изображения соответствует операция деления оригинала на переменную t с обратным знаком.

Пример 1.18. Пусть

$$\psi(t) = \int_0^t \varphi(\tau) d\tau, \text{ где } \varphi(\tau) = 1,$$

для которой

$$L[\varphi(\tau)] = \varphi(p) = 1/p,$$

тогда $\psi(t) = t$. Найдем $L[\psi(t)]$, используя формулу (1.205):

$$L[\psi(t)] = L \left[\int_0^t \varphi(\tau) d\tau \right] = \frac{1}{p} \varphi(p) = \frac{1}{p^2}.$$

Аналогичный результат был получен в предыдущем примере при использовании формулы (1.204).

Если в (1.206) положить $\varphi(p) = 1/p^2$, то $\varphi(t) = t$, тогда если

$$\psi(p) = \int_0^\infty \varphi(q) dq = -\frac{1}{p},$$

то

$$\begin{aligned} L^{-1}[\psi(p)] &= L^{-1} \left[\int_0^\infty \varphi(q) dq \right] = \\ &= L^{-1} \left[-\frac{1}{p} \right] = -\frac{\varphi(t)}{t} = -1, \end{aligned}$$

т. е.

$$L^{-1}[1/p] = 1.$$

4. Изображение решения линейного дифференциального уравнения с постоянными коэффициентами при нулевых начальных условиях найдем, используя правила дифференцирования в пространстве изображений. Пусть

$$a_0 \frac{d^n y}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + \dots + a_n y =$$

$$= b_0 \frac{d^m x}{dt^m} + b_1 \frac{d^{m-1} x}{dt^{m-1}} + \dots + b_m x, \quad (1.207)$$

где $x(t)$ — заданная, а $y(t)$ — искомая функция независимого переменного t . При нулевых начальных условиях можно заменить d/dt на p , $x(t)$ на $x(p)$, $y(t)$ на $y(p)$, тогда искомое изображение

$$y(p) = x(p) \frac{b_0 p^m + b_1 p^{m-1} + \dots + b_m}{a_0 p^n + a_1 p^{n-1} + \dots + a_n}. \quad (1.208)$$

5. Теорема смещения. Если $L[\varphi(t)] = \varphi(p)$, то при $\tau > 0$

$$L[\varphi(t - \tau)] = e^{-p\tau} \varphi(p). \quad (1.209)$$

Для изображений теорема смещения имеет вид

$$\varphi(p - p_0) = L[e^{p_0 t} \varphi(t)], \quad (1.210)$$

где p_0 — любое комплексное число.

6. Теорема свертывания. Сверткой двух функций $\varphi_1(t)$ и $\varphi_2(t)$ называется функция

$$\omega(t) = \int_0^t \varphi_1(\tau) \varphi_2(t - \tau) d\tau, \quad (1.211)$$

для которой

$$\omega(p) = \varphi_1(p) \varphi_2(p). \quad (1.212)$$

Выражение (1.212) называется теоремой свертывания изображения. Для оригиналов теорема свертывания имеет вид

$$L[\varphi_1(t) \varphi_2(t)] = \frac{1}{2\pi j} \int_{c_1 - j\infty}^{c_1 + j\infty} \varphi_1(z) \varphi_2(p - z) dz, \quad (1.213)$$

или

$$L[\varphi_1(t) \varphi_2(t)] = \frac{1}{2\pi j} \int_{c_2 - j\infty}^{c_2 + j\infty} \varphi_1(p - z) \varphi_2(z) dz. \quad (1.214)$$

Формулы (1.213) и (1.214) справедливы, если $\varphi_1(t)$ и $\varphi_2(t)$ — оригиналы с показателями роста b_1 и b_2 , а $\varphi_1(p)$ и $\varphi_2(p)$ — соответствующие им изображения в области, где вещественная часть комплексного аргумента $p = \sigma + j\omega$ удовлетворяет неравенству $\sigma > b_1 + b_2$ при $c_1 > b_1$ и $c_2 > b_2$.

Пример 1.19. Если функции $\varphi_1(t)$ и $\varphi_2(t)$ имеют показатели роста $b_1 < 0$ и $b_2 < 0$, то можно в формулах (1.213) и (1.214) положить $c_1 = c_2 = 0$. Тогда

$$\int_0^\infty \varphi_1(t) \varphi_2(t) e^{-pt} dt =$$

$$= \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{j\infty} \varphi_1(z) \varphi_2(p - z) dz. \quad (1.215)$$

При $\varphi_1(t) = \varphi_2(t)$

$$\int_0^\infty \varphi_1^2(t) e^{-pt} dt = \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{j\infty} \varphi_1(z) \varphi_1(p - z) dz. \quad (1.216)$$

Полагая в (1.215) и (1.216) $p = 0$, что допустимо, так как при введенных предположениях о показателях роста точка $p = 0$ лежит внутри области, определяемой неравенством $\sigma > b_1 + b_2$, получаем

$$\int_0^\infty \varphi_1(t) \varphi_2(t) dt = \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{j\infty} \varphi_1(z) \varphi_2(-z) dz =$$

$$= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \varphi_1(j\omega) \varphi_2(-j\omega) d\omega; \quad (1.217)$$

$$\int_0^\infty \varphi_1^2(t) dt = \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{j\infty} \varphi_1(z) \varphi_1(-z) dz = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |\varphi_1(j\omega)|^2 d\omega. \quad (1.218)$$

7. Теорема разложения. Обратный переход от изображения $\varphi(p)$ к оригиналу $\varphi(t)$ в общем случае по формуле (1.196) обычно связан с громоздкими вычислениями в области комплексных чисел. Поэтому в практике автоматического регулирования нашли применение иные математические формулы, охватывающие достаточно широкий класс практических задач теории автоматического регулирования.

Случай 1. Предположим, что $\varphi(p)$ может быть разложена в ряд по обратным степеням p , т. е.

$$\varphi(p) = \sum_{i=1}^n \frac{a_i}{p^i}, \quad (1.219)$$

тогда

$$\varphi(t) = \sum_{i=1}^n \frac{a_i t^{i-1}}{(i-1)!} \quad (1.220)$$

Эту формулу иногда называют *первой теоремой разложения Хевисайда*.

Случай 2. Пусть

$$\varphi(p) = U(p)/V(p), \quad (1.221)$$

где

$$U(p) = b_0 p^m + b_1 p^{m-1} + \dots + b_m; \quad (1.222)$$

$$V(p) = a_0 p^n + a_1 p^{n-1} + \dots + a_n, \quad (1.223)$$

причем $n > m$ и уравнение $V(p) = 0$ имеет только простые корни p_i , т. е. $V'(p_i) \neq 0$. Тогда

$$\varphi(t) = \sum_{i=1}^n \frac{U(p_i)}{V'(p_i)} e^{p_i t}, \quad (1.224)$$

где суммирование ведется по всем n корням уравнения $V(p) = 0$.

Если среди корней уравнения $V(p) = 0$ имеется один нулевой, т. е. $V(p) = pW(p)$, то

$$\varphi(t) = \frac{U(0)}{W(0)} + \sum_{i=1}^n \frac{U(p_i)}{p_i W'(p_i)} e^{p_i t}, \quad (1.225)$$

где суммирование ведется по всем корням n уравнения $W(p) = 0$. Формулу (1.225) иногда называют *второй теоремой разложения Хевисайда*.

Случай 3. Если среди корней уравнения $V(p) = 0$ в формуле (1.221) имеются кратные, т. е.

$$V(p) = a_0 (p - p_1)^{m_1} (p - p_2)^{m_2} \dots (p - p_n)^{m_n}, \quad (1.226)$$

то

$$\varphi(t) = \sum_{k=1}^n \sum_{j=1}^{m_k} H_{kj} t^{j-1} e^{p_k t}, \quad (1.227)$$

где

$$H_{kj} = \frac{1}{(j-1)!(m_k-j)!} \frac{d^{j-1}}{dp^{j-1}} \left[\frac{(p-p_k)^{m_k} U(p)}{V(p)} \right]_{p=p_k}.$$

Пример 1.20. Автоматическая система регулирования описывается дифференциальным уравнением вида

$$T \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = kx(t), \quad (1.228)$$

Определим реакцию системы на единичное воздействие при нулевых начальных условиях, т. е. найдем решение уравнения (1.228) при

$$x(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } t > 0; \\ 0 & \text{при } t \leq 0. \end{cases}$$

Преобразовав уравнение (1.228) по Лапласу при нулевых начальных условиях, получим

$$y(p) = x(p)k/(Tp + 1) = k/[p(Tp + 1)].$$

Для определения $y(t)$ воспользуемся формулой (1.225), для чего положим $U(p) = k$, $W(p) = Tp + 1$, откуда

$$n = 1, \quad p_1 = -1/T, \quad W'(p) = T.$$

Тогда

$$y(t) = k(1 - e^{-t/T}).$$

8. Дельта-функция. В практике исследования автоматических систем управления встречаются случаи, когда изображение выходного сигнала $\varphi(p)$, определяемое по формуле (1.221), имеет степень числителя, большую или равную степени знаменателя. В этом случае формулы (1.220), (1.225) и (1.227) теряют силу.

Поскольку любая дробно-рациональная функция может быть представлена в виде суммы целой части и правильной дроби и для правильной дроби может быть найден оригинал, решение поставленного вопроса сводится к отысканию оригинала для изображения в виде целой функции p :

$$\varphi(p) = \sum_i a_i p^i. \quad (1.229)$$

Для отыскания оригинала выражения (1.229) вводится понятие дельта-функции $\delta(t)$ (эту функцию также называют *импульсной функцией* или *функцией Дирака*). Для дельта-функции имеем

$$L[\delta^{(i)}(t)] = p^i. \quad (1.230)$$

Чтобы выяснить физический смысл $\delta(t)$, рассмотрим функцию

$$\varphi(t, \alpha) = 1/2 + (1/\pi) \operatorname{arctg} [(t - \alpha)/\alpha^2], \quad (1.231)$$

изображенную на рис. 1.12 для разных значений α . При $\alpha \rightarrow 0$

$$\varphi(t) = \lim_{\alpha \rightarrow 0} \varphi(t, \alpha) = \begin{cases} 0 & \text{при } t \leq 0; \\ 1 & \text{при } t > 0 \end{cases} \quad (1.232)$$

получаем единичную ступенчатую функцию, широко применяемую в теории автоматического регулирования.

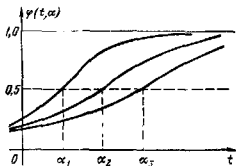


Рис. 1.12. График функции $\varphi(t) \approx 1/2 + (1/\pi) \arctg[(t - \alpha)/\alpha^2]$ при $\alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3$

Дельта-функция математически определяется соотношением

$$\delta(t) = \lim_{\alpha \rightarrow 0} \frac{\partial \varphi(t, \alpha)}{\partial t} = \lim_{\alpha \rightarrow 0} \frac{\alpha^2}{\pi [(t - \alpha)^2 + \alpha^4]} = \begin{cases} 0 & \text{при } t \neq 0; \\ \infty & \text{при } t = 0. \end{cases} \quad (1.233)$$

Физически дельта-функция представляет собой импульс бесконечно большой амплитуды и бесконечно малой длительности, причем для нее имеет силу соотношение

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1. \quad (1.234)$$

Производная i -го порядка от дельта-функции определяется соотношением

$$\frac{d^i}{dt^i} [\delta(t)] = \lim_{\alpha \rightarrow 0} \frac{\partial^{i+1} \varphi(t, \alpha)}{\partial t^{i+1}}. \quad (1.235)$$

Пример 1.21. Рассмотрим автоматическую систему регулирования, описываемую дифференциальным уравнением вида

$$y(t) = k \left[T_0^2 \frac{d^2 x(t)}{dt^2} + T_1 \frac{dx(t)}{dt} + x(t) \right].$$

Определим реакцию системы на единичное воздействие при нулевых начальных условиях, т. е. найдем решение уравнения $y(t)$ при

$$x(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } t > 0; \\ 0 & \text{при } t \leq 0. \end{cases}$$

Преобразовав дифференциальное уравнение по Лапласу при нулевых начальных условиях, получим

$$y(p) = k(T_0^2 p^2 + T_1 p + 1)/p,$$

откуда

$$y(t) \approx k[T_0^2 \delta'(t) + T_1 \delta(t) + 1].$$

9. Начальное и предельное значения оригинала. Если функции $\varphi(t)$ и $\varphi'(t)$ являются оригиналами, а $\varphi(p)$ — изображение оригина-

нала $\varphi(t)$, то при существовании предела $\lim_{t \rightarrow \infty} \varphi(t)$ справедливы равенства

$$\lim_{p \rightarrow 0} p\varphi(p) = \lim_{t \rightarrow 0} \varphi(t); \quad (1.236)$$

$$\lim_{p \rightarrow 0} p\varphi(p) = \lim_{t \rightarrow \infty} \varphi(t). \quad (1.237)$$

Дискретные функции

При исследовании автоматических систем регулирования приходится иметь дело с дискретной последовательностью прямоугольных импульсов различной амплитуды и длительности. Описание процессов в таких системах производится с помощью специальных дискретных функций: решетчатых и смещенных решетчатых (рис. 1.13).

Решетчатой называется такая функция, значения которой определены лишь в дискретные, равноотстоящие моменты времени. В отличие от непрерывной функции $x(t)$ решетчатая функция обозначается $x[nT]$, и по определению

$$x[nT] = x(t) \text{ при } t = nT, \quad (1.238)$$

где T — интервал дискретизации по времени; n — любое целое число.

Смещенная решетчатая функция обозначается $x[nT, \Delta t]$, и по определению

$$x[nT, \Delta t] = x(t) \text{ при } t = nT + \Delta t, \quad (1.239)$$

т. е. $-0 \leq \Delta t \leq T$.

Одной и той же функции $x(t)$ соответствует одна-единственная решетчатая функция $x[nT]$, обратное же утверждение будет неверным. Одной и той же решетчатой функции могут соответствовать различ-

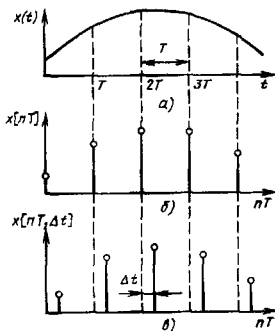


Рис. 1.13. Непрерывная функция (а) и соответствующие ей решетчатая (б) и смещенная решетчатая (в) функции

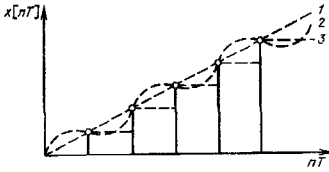


Рис. 1.14. Решетчатая функция и ее огибающая

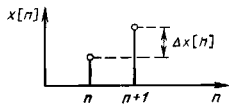


Рис. 1.15. Первая разность решетчатой функции

ные непрерывные (и даже разрывные) функции, если только их ординаты в дискретные моменты времени $t = nT$ равны ординатам (дискретам) решетчатой функции. Эти функции называются *огибающими* решетчатой функции (штриховые линии на рис 1.14).

Исследовать решетчатые функции удобнее в относительном масштабе времени

$$t = t/T; \quad \varepsilon = \Delta t/T, \quad (1.240)$$

тогда

$$x[n] = x(\bar{t}) \text{ при } \bar{t} = n; \quad (1.241)$$

$$x[n, \varepsilon] = x(\bar{t}_1) \text{ при } \bar{t}_1 = n + \varepsilon. \quad (1.242)$$

Скорость изменения решетчатой функции характеризуется ее первой разностью (рис 1.15), или разностью первого порядка

$$\Delta x[n] = x[n+1] - x[n]. \quad (1.243)$$

Разность второго порядка

$$\begin{aligned} \Delta^2 x[n] &= \Delta x[n+1] - \Delta x[n] = \\ &= x[n+2] - 2x[n+1] + x[n]. \end{aligned} \quad (1.244)$$

Разность k -го порядка

$$\begin{aligned} \Delta^k x[n] &= \Delta^{k-1} x[n+1] - \Delta^{k-1} x[n] = \\ &= \sum_{v=0}^k (-1)^v \frac{k!}{v!(k-v)!} x[n+k-v]. \end{aligned} \quad (1.245)$$

Во многих случаях поведение дискретных автоматических систем можно описать линейными разностными уравнениями с

постоянными коэффициентами в форме

$$b_k \Delta^k y[n] + b_{k-1} \Delta^{k-1} y[n] + \dots + b_0 y[n] = x[n]. \quad (1.246)$$

Здесь правая часть уравнения является известной заданной функцией $x[n]$, а $y[n]$ — искомого функции, представляющей собой решение разностного уравнения.

Если в (1.246) заменить разности решетчатой функции $\Delta y[n]$ их значениями по (1.245), то получится иная форма записи разностного уравнения.

$$\begin{aligned} a_k y[n+k] + a_{k-1} y[n+k-1] + \dots + a_0 y[n] = \\ = x[n]. \end{aligned} \quad (1.247)$$

Коэффициенты a и b связаны следующими соотношениями:

$$a_{k-i} = \sum_{v=0}^i b_{k-i-v} (-1)^v \frac{(k-v)!}{(i-v)!(k-i)!}. \quad (1.248)$$

$$b_{k-i} = \sum_{v=0}^i a_{k-i-v} \frac{(k-v)!}{(i-v)!(k-i)!}. \quad (1.249)$$

Решение разностных уравнений вида (1.246) и (1.247) значительно упрощается, если воспользоваться дискретным преобразованием Лапласа. Основные этапы решения сводятся к следующим.

1) функции $y[n]$ и $x[n]$ вещественной переменной n преобразуются в функции $y(q)$ и $x(q)$ комплексной переменной $q = \sigma + j\omega$, называемой параметром преобразования;

2) находится решение для функции $y(q)$;

3) найденное решение для $y(q)$ преобразуется в $y[n]$.

Дискретное преобразование Лапласа для решетчатых функций определяется соотношением

$$x(q) = \sum_{n=0}^{\infty} e^{-qn} x[n]. \quad (1.250)$$

Для смещенных решетчатых функций

$$x(q) = \sum_{n=0}^{\infty} e^{-qn} x[n, \varepsilon] \quad (1.251)$$

Так как параметр ε не влияет на свойства дискретного преобразования Лапласа, то в дальнейшем рассматривается лишь функция $x[n]$

Если для функции $x[n]$ можно указать такие не зависящие от n постоянные a и b , что при любом $n > 0$ выполняется неравенство

$$|x[n]| < a e^{bn}, \quad (1.252)$$

то ряд (1.250) сходится при всех $\sigma_c < b$, где σ_c — абсцисса сходимости.

Помимо одностороннего дискретного преобразования Лапласа (1.250) вводится двустороннее дискретное преобразование Лапласа

$$x(q) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{-qn} x[n]. \quad (1.253)$$

Если при $n < 0$ $x[n] = 0$, то двустороннее дискретное преобразование Лапласа сводится к одностороннему, которое и рассматривается в дальнейшем, если нет специальных оговорок.

Если в (1.250) положить

$$z = e^q, \quad (1.254)$$

то

$$x(z) = \sum_{n=0}^{\infty} z^{-n} x[n] \quad (1.255)$$

называется z -преобразованием.

Пример 1.22. Пусть

$$x[n] = 1[n],$$

тогда

$$x(q) = \sum_{n=0}^{\infty} e^{-qn} \cdot 1 = \frac{e^q}{e^q - 1}.$$

Рассмотрим основные свойства дискретного преобразования Лапласа. Для сокращения вместо (1.250) будем использовать символическую запись

$$x(q) = D\{x[n]\}; \quad (1.256)$$

$$x[n] = D^{-1}\{x(q)\}. \quad (1.257)$$

1. Линейность преобразования. Если

$$x_1(q) = D\{x_1[n]\};$$

$$\dots$$

$$x_v(q) = D\{x_v[n]\},$$

то

$$\sum_{i=1}^v a_i x_i(q) = D\left\{\sum_{i=1}^v a_i x_i[n]\right\}, \quad (1.258)$$

где a_i — постоянные величины.

Аналогично если

$$x_1[n] = D^{-1}\{x_1(q)\};$$

$$\dots$$

$$x_v[n] = D^{-1}\{x_v(q)\},$$

то

$$\sum_{i=1}^v a_i x_i[n] = D^{-1}\left\{\sum_{i=1}^v a_i x_i(q)\right\}. \quad (1.259)$$

2. Смещение независимого переменного в области оригиналов. Если

$$x(q) = D\{x[n]\},$$

то

$$D\{x[n \pm k]\} = e^{\pm qk} x(q). \quad (1.260)$$

Если $n < k$, то $D\{x[n - k]\} = 0$.

3. Изображение разностей. Если начальные условия нулевые и $x(q) = D\{x[n]\}$, то

$$D\{\Delta^k x[n]\} = (e^q - 1)^k x(q). \quad (1.261)$$

4. Умножение изображений. Если

$$x_1(q) = D\{x_1[n]\}; \quad x_2(q) = D\{x_2[n]\},$$

то

$$D\left\{\sum_{m=0}^n x_1[m] x_2[n - m]\right\} = x_1(q) x_2(q). \quad (1.262)$$

5. Нахождение оригинала по изображению (общий случай). Если

$$x(q) = D\{x[n]\},$$

то

$$x[n] = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma_c - j\pi}^{\sigma_c + j\pi} x(q) e^{qn} dq. \quad (1.263)$$

6. Нахождение оригинала по изображению (частный случай — теорема разложения). Если

$$x(q) = H(q)/G(q),$$

где

$$H(q) = a_0 + a_1 e^q + \dots + a_m e^{mq}, \quad (1.264)$$

$$G(q) = b_0 + b_1 e^q + \dots + b_k e^{kq}, \quad (1.265)$$

то

$$x[n] = \sum_{v=1}^k \frac{H(q_v)}{e^{q_v} [dG(q)/dq]_{q=q_v}} e^{q_v n}, \quad (1.266)$$

где q_v — простые корни уравнения (1.265), т. е.

$$[dG(q)/dq]_{q=q_v} \neq 0.$$

Пример 1.23. Пусть

$$x(q) = e^q / (e^q - e^{\alpha}).$$

Найдем оригинал, соответствующий этому изображению. Здесь $G(q) = e^q - e^{\alpha} = 0$ имеет один корень $q_1 = \alpha$, $[dG(q)/dq]_{q=q_1} = 1$.

Тогда из (1.266)

$$x[n] = \frac{e^{\alpha}}{e^{\alpha} - 1} e^{\alpha n} = e^{\alpha n}.$$

2.1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Автоматической системой регулирования (АСР) называется совокупность объекта регулирования и регулятора, взаимодействующих между собой (рис. 2.1). В АСР могут быть осуществлены различные принципы регулирования. Если на вход регулятора подается только ошибка регулирования $\varepsilon(t) = g(t) - y(t)$, то в АСР осуществлен *принцип регулирования по отклонению* (принцип Ползунова — Уатта); если на вход регулятора подается только возмущающее воздействие $f(t)$, то в ней осуществлен *принцип регулирования по возмущению* (принцип Понселе); если на вход регулятора подаются одновременно $\varepsilon(t)$ и $f(t)$, то такие системы регулирования называются комбинированными.

Если $g(t)$ — постоянная величина, то такие АСР называются *стабилизирующими*, если $g(t)$ — заранее известная функция времени, то это система *программного регулирования*; если $g(t)$ — заранее неизвестная функция времени, то такие системы называются *следящими*.

Теоретически любую АСР можно рассматривать как систему преобразования сигнала $x(t)$ (задающего или возмущающего) или нескольких сигналов $x_i(t)$ в сигнал $y(t)$ (рис. 2.2); уравнение преобразования $x(t)$ в $y(t)$ формально можно записать в виде

$$y(t) = Wx(t), \quad (2.1)$$

где W — оператор преобразования (правило), означающий ту математическую операцию, которую необходимо провести над $x(t)$, чтобы получить $y(t)$.

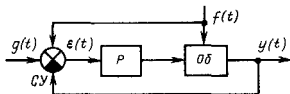


Рис. 2.1 Структурная схема АСР:

Об — объект; P — регулятор; СУ — сравнивающее устройство; $y(t)$ — регулируемая величина; $g(t)$ — задающее воздействие; $\varepsilon(t)$ — ошибка регулирования; $f(t)$ — возмущающее воздействие

Используя (2.1), сформулируем основные задачи, решаемые в теории автоматического регулирования, и приведем классификацию АСР.

Первая задача — *анализ АСР* — состоит в следующем: заданы $x(t)$ и W , требуется найти $y(t)$. Это обычно пассивная задача, здесь требуется лишь определить $y(t)$ без вмешательства в ход процесса. Вторая задача — *синтез АСР* — чаще всего носит активный характер. Здесь заданы $x(t)$ и желаемый вид $y(t)$, требуется найти такой W , чтобы удовлетворялись требования к $y(t)$. В третьей задаче — *синтезе оптимального управления* — заданы W и желаемый вид $y(t)$, требуется найти такое $x(t)$, чтобы $y(t)$ удовлетворяла поставленным требованиям.

В теории автоматического регулирования для решения указанных задач применяются различные методы: детерминированный, вероятностный и адаптивный.

В детерминированных методах исследования АСР предполагается, что оператор преобразования W и уравнения, описывающие задающие и возмущающие воздействия, априори (заранее) известны. Такая полная определенность позволяет использовать классический аналитический аппарат для решения упомянутых задач. При *вероятностном* методе задающие, а особенно возмущающие воздействия заранее не могут быть определены однозначно; часто это относится и к оператору преобразования W . В этом случае возникает необходимость учитывать вероятностный характер воздействий и, возможно, оператора преобразования W . При *адаптивном* методе исследования АСР предполагается, что характеристики воздействий и оператора преобразования W частично или полностью не только не известны, но и не могут быть заранее определены.

В зависимости от применяемого метода исследования АСР делятся на *детерминированные*, *вероятностные* и *адаптивные* (са-

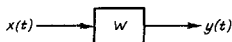


Рис. 2.2 Преобразование сигналов в АСР

монастраивающиеся, самообучающиеся и пр.)

В зависимости от оператора преобразования W различаются АСР следующих видов:

а) статические и динамические. Система называется статической (или безынерционной), если значение ее выходного сигнала $y(t)$ в произвольный фиксированный момент времени t определяется лишь значением входного сигнала $x(t)$ в тот же момент времени t и не зависит от того, какие значения принимал входной сигнал в предыдущие моменты времени, т. е.

$$y(t) = F[x(t), t]. \quad (2.2)$$

В динамических (или инерционных) системах значение $y(t)$ в фиксированный момент времени t зависит не только от значения $x(t)$ в тот же момент времени, но также и от его значений во все предыдущие моменты времени (т. е. система обладает «памятью»):

$$y(t) = F[x(t_1); x(t_2); \dots; x(t); t]; \quad (2.3)$$

б) непрерывные и дискретные. В непрерывных системах оператор W осуществляет непрерывное преобразование $x(t)$ в $y(t)$:

$$y(t) = F[x(t - \xi), t], \quad (2.4)$$

где ξ — текущее время, меняющееся от 0 до ∞ .

В дискретных системах оператор W осуществляет преобразование $x(t)$ в $y(t)$ лишь в дискретные моменты времени, взятые через интервал квантования T :

$$y(kT) = F\{x(kT); x[(k-1)T]; \dots; x[(k-s)T]; kT\}, \quad (2.5)$$

где $k = 0, 1, 2, 3, \dots$,

в) стационарные и нестационарные. Приведенные выше законы (2.2) - (2.5) преобразования сигналов системой зависят от времени t , т. е. меняются с течением времени. Такие системы называются нестационарными. Если закон преобразования остается неизменным для любого момента времени, то система называется стационарной, для нее (2.2), (2.4) и (2.5) принимают соответственно вид

$$y(t) = F[x(t)]; \quad (2.6)$$

$$y(t) = F[x(t - \xi)]; \quad (2.7)$$

$$y(kT) = F\{x(kT); x[(k-1)T]; \dots; x[(k-s)T]\}, \quad (2.8)$$

г) линейные и нелинейные. Частным, но очень важным случаем приведенных выше зависимостей являются линейные, когда для получения $y(t)$ осуществляются лишь ли-

нейные операции умножения на постоянный множитель и суммирование. В этом случае (2.6) - (2.8) принимают соответственно вид

$$y(t) = wx(t), \quad (2.9)$$

$$y(t) = \int_0^{\infty} w(\xi) x(t - \xi) d\xi; \quad (2.10)$$

$$y(kT) = \sum_{i=0}^{\infty} w_i x[(k-i)T], \quad (2.11)$$

где w — постоянный коэффициент; $w(\xi)$ — импульсная переходная характеристика.

Важным свойством линейных систем является применимость к ним принципа суперпозиции (наложения), который формулируется следующим образом: *реакция системы на сумму воздействий равна сумме реакций на каждое из этих воздействий, взятых по отдельности*. Системы, для которых принцип суперпозиции не выполняется, называются нелинейными.

2.2. ЛИНЕЙНЫЕ СТАЦИОНАРНЫЕ НЕПРЕРЫВНЫЕ СИСТЕМЫ

Уравнения движения

Для решения любой задачи, связанной с расчетом АСР, необходимо прежде всего дать ее математическое описание, которое чаще всего проводится в следующем порядке:

а) расчленение АСР на элементарные звенья. Наименьшее число независимых переменных (или обобщенных координат системы), необходимое и достаточное для того, чтобы движение системы было определено, называют числом ее *степеней свободы*. Совокупность деталей, устройств, узлов и т. п., обладающую одной степенью свободы, определяют как *элементарное динамическое звено* или просто *звено* системы. Кроме того, элементарное звено должно быть направленным (или детектирующим) и пропускать воздействие только в одном направлении, т. е. воспринимать его от предыдущей части системы, оказывая на нее пренебрежимо малое влияние;

б) составление уравнения движения элементарных звеньев. Первым шагом в составлении математического описания (уравнения движения) элементарного звена является выявление физического закона, определяющего его поведение. Обычно такими законами являются: закон сохранения вещества (объекты регулирования уровня, давления); закон сохранения энергии (объекты регулирования температуры), второй закон Ньютона (объекты регулирования скорости) или какой-либо из других основных

законов физики. Математическое выражение соответствующего физического закона, который определяет процесс, протекающий в данном звене, и является исходным уравнением этого звена.

Составление уравнений движения звеньев является ответственной задачей при расчете АСР, поскольку неточность в исходных предположениях может свести на нет все результаты последующих расчетов. Так как процессы, протекающие в промышленных установках, очень многообразны, то дать какие-либо конкретные рекомендации, кроме сказанных, по составлению уравнений движения элементарных звеньев не представляется возможным.

Совокупность уравнений движения элементарных звеньев, входящих в АСР, и составляет ее математическое описание;

в) линеаризация уравнений движения. В общем случае уравнение движения элементарного звена имеет вид

$$A_0 \frac{d^n y(t)}{dt^n} + A_1 \frac{d^{n-1} y(t)}{dt^{n-1}} + \dots + A_n y(t) = B_0 \frac{d^m x(t)}{dt^m} + B_1 \frac{d^{m-1} x(t)}{dt^{m-1}} + \dots + B_m x(t), \quad (2.12)$$

где коэффициенты A_i и B_i — либо постоянные величины, тогда (2.12) — линейное дифференциальное уравнение, либо зависят от x и y , тогда (2.12) — нелинейное дифференциальное уравнение

Для линеаризации нелинейных зависимостей используется разложение их в ряд Тейлора или Маклорена [см. (1.20), (1.21)].

Кроме того, в (2.12) используются не сами входные $x(t)$ и выходные $y(t)$ координаты, а их отклонения от базовых значений X_0 и Y_0 :

$$\Delta x(t) = x(t) - X_0; \quad \Delta y(t) = y(t) - Y_0; \quad (2.13)$$

г) введение безразмерных координат. В некоторых случаях бывает удобнее использовать в уравнении (2.12) безразмерные координаты

$$\delta x(t) = \Delta x(t)/X_0; \quad \delta y(t) = \Delta y(t)/Y_0. \quad (2.14)$$

Тогда, опустив δ перед $x(t)$ и $y(t)$, линейную форму уравнения (2.12) в безразмерных координатах в общем случае можно записать в виде

$$a_0 \frac{d^n y(t)}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1} y(t)}{dt^{n-1}} + \dots + a_n y(t) = b_0 \frac{d^m x(t)}{dt^m} + b_1 \frac{d^{m-1} x(t)}{dt^{m-1}} + \dots + b_m x(t), \quad (2.15)$$

где a_i и b_i — постоянные коэффициенты.

Типовые воздействия

Анализ АСР обычно связан с решением дифференциальных уравнений вида (2.15) при некотором определенном виде функции $x(t)$. Если $x(t)$ задана, то всегда можно вычислить

$$\varphi(t) = b_0 \frac{d^m x(t)}{dt^m} + b_1 \frac{d^{m-1} x(t)}{dt^{m-1}} + \dots + b_m x(t). \quad (2.16)$$

Из классической теории дифференциальных уравнений известно, что в случае, когда $\varphi(t)$ — непрерывная функция, общее решение $y(t)$ представляет собой сумму свободной и вынужденной составляющих и аналитически не представляет особых трудностей.

При исследовании АСР в качестве входного воздействия $x(t)$ обычно принимается внезапно приложенное

$$x(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < 0; \\ 1 & \text{при } t > 0 \end{cases} \quad (2.17)$$

при условии, что в момент приложения этого воздействия система находилась в покое, т. е. все начальные условия ($t = 0$) были нулевыми:

$$y(0) = y'(0) = y''(0) = \dots = y^{(n-1)}(0) = 0. \quad (2.18)$$

Внезапно приложенное воздействие (2.17) можно рассматривать как результат умножения непрерывной функции $1(t)$, существующей в интервале от $-\infty$ до ∞ , на так называемую единичную ступенчатую функцию (рис. 2.3)

$$1(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < 0; \\ 1 & \text{при } t > 0. \end{cases} \quad (2.19)$$

Таким образом,

$$x(t) = v(t) 1(t); \quad (2.20)$$

$$dx(t)/dt = (dv(t)/dt) 1(t) + v(t) \delta(t), \quad (2.21)$$

где

$$\delta(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t \neq 0; \\ \infty & \text{при } t = 0 \end{cases} \quad (2.22)$$

— единичная импульсная или δ -функция (рис. 2.4); причем

$$\delta(t) = \frac{d1(t)}{dt}; \quad \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1. \quad (2.23)$$

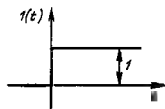


Рис. 2.3 Единичная функция

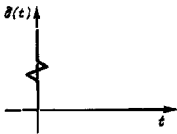


Рис. 2.4. Дельта-функция

Аналогично можно определить $\delta(t)$ более высоких порядков.

Функции $1(t)$ и $\delta(t)$ в теории автоматического регулирования часто используются в качестве типовых при исследовании АСР. Зная реакцию системы на $1(t)$ и $\delta(t)$, можно вычислить реакцию системы на входное воздействие $r(t)$ любой формы.

В качестве типовых в теории автоматического регулирования используются также периодические гармонические воздействия вида $A \sin \omega t$, $A \cos \omega t$ и $A(\sin \omega t + \cos \omega t)$.

Динамические характеристики

В теории автоматического регулирования исследование АСР производят либо во временной области (в области действительного переменного t), либо в области изображений (в области переменной p — символа преобразования Лапласа), либо в частотной области (в области некоторой функции от частоты ω).

Во временной области динамическими характеристиками являются: $h(t)$ — *переходная функция*, представляющая собой реакцию системы на единичное воздействие $x(t) = 1(t)$; $w(t)$ — *импульсная переходная характеристика*, представляющая собой реакцию системы на входное воздействие $x(t) = \delta(t)$.

Связь между $h(t)$ и $w(t)$ определяется выражениями

$$h(t) = \int_0^t w(\tau) d\tau; \quad (2.24)$$

$$w(t) = dh(t)/dt. \quad (2.25)$$

Зная $w(t)$, можно определить реакцию системы на любое входное воздействие $x(t)$ с помощью *теоремы свертки*:

$$y(t) = \int_0^t w(\tau) x(t - \tau) d\tau. \quad (2.26)$$

Если уравнение (2.15) преобразовать по Лапласу при нулевых начальных условиях [см. (1.203)], то оно приобретает вид

$$y(p)(a_0 p^n + a_1 p^{n-1} + \dots + a_n) =$$

$$= x(p)(b_0 p^m + b_1 p^{m-1} + \dots + b_m), \quad (2.27)$$

откуда

$$y(p) = x(p) W(p), \quad (2.28)$$

где

$$W(p) = (b_0 p^m + b_1 p^{m-1} + \dots + b_m) / (a_0 p^n + a_1 p^{n-1} + \dots + a_n) \quad (2.29)$$

— *передаточная функция системы* (звена), которая является основной динамической характеристикой системы при ее исследовании в области изображений.

Передаточная функция $W(p)$ может быть также определена через импульсную переходную характеристику $w(t)$ как $W(p) = L[w(t)]$.

Если в (2.29) для $W(p)$ вместо p подставить $j\omega$, где $j = \sqrt{-1}$, то получим так называемую *комплексную частотную функцию* (КЧФ) $W(j\omega)$, которую можно представить как любое комплексное число в виде

$$W(j\omega) = P(\omega) + jQ(\omega) = A(\omega)e^{-j\varphi(\omega)}, \quad (2.30)$$

где $P(\omega)$ и $Q(\omega)$ — соответственно действительная и мнимая частотные функции системы;

$$A(\omega) = \sqrt{P^2(\omega) + Q^2(\omega)}, \quad (2.31)$$

— *амплитудно-частотная функция системы*;

$$\varphi(\omega) = \arctg [Q(\omega)/P(\omega)] \quad (2.32)$$

— *фазочастотная функция системы*.

Для некоторой частоты ω_1 можно $W(j\omega_1)$ рассматривать как вектор в комплексной плоскости $P(\omega) - jQ(\omega)$ (рис. 2.5). Длина этого вектора $A(\omega_1)$ (модуль) определяется выражением (2.31), а угол $\varphi(\omega_1)$, который он составляет с положительной действительной полуосью (фаза), выражением (2.32).

Если частоту ω менять от 0 до ∞ , то конец вектора $W(j\omega)$ в плоскости $P(\omega) - jQ(\omega)$ опишет кривую, которую называют *годографом* этого вектора или *комплексной частот-*

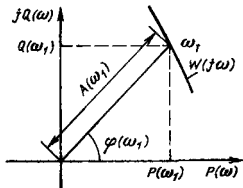


Рис. 2.5. Комплексная частотная характеристика

ной характеристикой системы (КЧХ), которая используется при исследовании АСР в частотной области.

Поясним физический смысл $W(j\omega)$. Предположим, что на вход системы подаются гармонические колебания $x(t) = X \sin \omega_0 t$. Когда в системе затухнут переходные процессы, на выходе ее установятся гармонические колебания $y(t) = Y \sin(\omega_0 t + \varphi)$ той же частоты ω_0 , но другой амплитуды Y , которые сдвинуты по фазе на величину φ . Зная $W(j\omega)$, можно найти Y и φ по выражениям

$$Y = X A(\omega_0), \quad \varphi = \varphi(\omega_0). \quad (2.33)$$

Типовые звенья

При анализе АСР часто оказывается удобным вводить понятие типовых звеньев как некоторых простейших составных частей ее. В основу классификации типовых звеньев удобнее всего положить вид их передаточных функций.

Предположим, что нам известны корни γ_i числителя (нули) и корни λ_i знаменателя (полюсы) передаточной функции $W(p)$, определяемой выражением (2.29), тогда ее можно представить в виде

$$W(p) = [b_0(p - \gamma_1)(p - \gamma_2) \dots (p - \gamma_m)] / [a_0(p - \lambda_1)(p - \lambda_2) \dots (p - \lambda_n)]. \quad (2.34)$$

Корни γ_i и λ_i могут быть нулевыми, вещественными и комплексно-сопряженными (мнимые корни рассматриваются как частный случай комплексных корней). Особенность промышленных АСР заключается в том, что, как правило, число нулевых корней в знаменателе больше числа нулевых корней в числителе или равно ему.

Пусть разность между числами нулевых корней в знаменателе и числителе равна ν ;

число вещественных корней в числителе μ_1 , в знаменателе μ_2 ; число комплексно-сопряженных корней в числителе σ_1 , в знаменателе σ_2 . Тогда выражение (2.34) можно представить в виде

$$W(p) = \frac{k \prod_{i=1}^{\mu_1} (T_{1i}p + 1) \prod_{i=1}^{\sigma_1} (T_{2i}^2 p^2 + T_{3i}p + 1)}{p^\nu \prod_{i=1}^{\mu_2} (T_{4i}p + 1) \prod_{i=1}^{\sigma_2} (T_{5i}^2 p^2 + T_{6i}p + 1)}, \quad (2.35)$$

где k — некоторый постоянный множитель.

В соответствии с формой выражения (2.35), содержащей шесть видов сомножителей, любую АСР можно рассматривать как последовательное соединение в общем случае шести типов элементарных звеньев, характеристики которых приведены в табл. 2.1. Так как все промышленные объекты, как правило, характеризуются наличием транспортного или емкостного запаздывания, то дополнительно к основным типам линейных звеньев в табл. 2.1 приведены характеристики запаздывающего звена.

Соединение звеньев

Автоматическая система регулирования комплектуется из элементарных звеньев путем различного из соединения. Различают (рис. 2.6) последовательное, параллельное и встречно-параллельное соединения звеньев.

Последовательное соединение звеньев. При последовательном соединении (рис. 2.6, а) выходная величина предыдущего звена является входной величиной последующего. Передаточная функция системы последовательно соединенных звеньев равна произведению передаточных функций отдельных

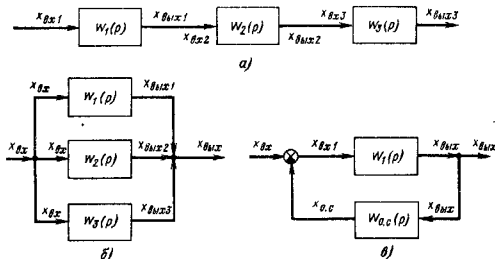
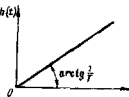
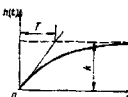
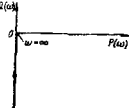
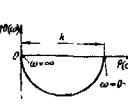
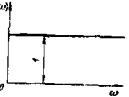
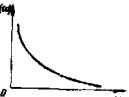
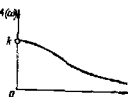
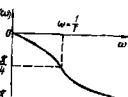
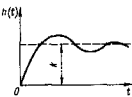
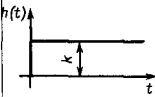
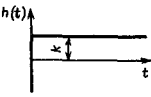
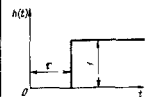
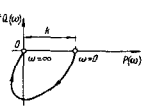
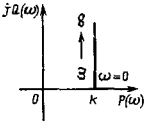
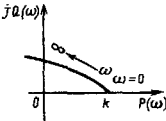
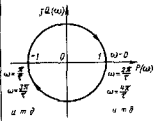
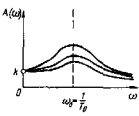
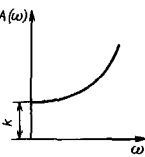
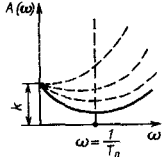
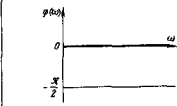
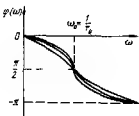
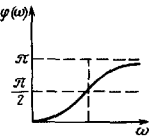
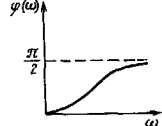
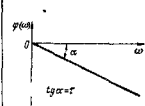


Рис. 2.6. Последовательное (а), параллельное (б) и встречно-параллельное (в) соединения звеньев

Таблица 21 Характерис

Вид характеристики	Тип звена		
	Пропорциональное (усилительное, безынерционное)	Интегрирующее	Апериодическое (инерционное)
Уравнение	$y(t) = kx(t)$	$T \frac{dy(t)}{dt} = x(t)$	$T \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = kx(t)$
Передаточная функция $W(p)$	k	$\frac{1}{Tp}$	$\frac{k}{Tp + 1}$
Переходная характеристика $h(t)$			
КЧХ $W(j\omega)$			
АЧХ $A(\omega)$			
ФЧХ $\Phi(\omega)$			

Тип звена

Колебательное	Идеальное дифференцирующее I порядка	Идеальное дифференцирующее II порядка	Запаздывающее
$T_0^2 \frac{d^2 y(t)}{dt^2} + T \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = kx(t)$	$y(t) = k \left[T \frac{dx(t)}{dt} + x(t) \right]$	$y(t) = k \left[T_0^2 \frac{d^2 x(t)}{dt^2} + T \frac{dx(t)}{dt} + x(t) \right]$	$y(t) = x(t - \tau)$
$\frac{k}{T_0^2 p^2 + Tp + 1}$	$k(Tp + 1)$	$k(T_0^2 p^2 + Tp + 1)$	$e^{-p\tau}$
			
			
			
			

звеньев:

$$W(p) = \prod_{i=1}^n W_i(p). \quad (2.36)$$

Параллельное соединение звеньев. Входная величина системы, состоящей из параллельно соединенных звеньев (рис. 2.6, б), одновременно подается на входы всех звеньев, а ее выходная величина равна сумме выходных величин отдельных звеньев. Передаточная функция системы, состоящей из параллельно соединенных звеньев, равна сумме передаточных функций этих звеньев:

$$W(p) = \sum_{i=1}^n W_i(p). \quad (2.37)$$

Встречно-параллельное соединение звеньев, или соединение с обратной связью. При встречно-параллельном соединении звеньев на вход соединения одновременно с входной величиной системы подается ее выходная величина, прошедшая через звено обратной связи с передаточной функцией $W_{o.c.}(p)$ (рис. 2.6, в). Передаточная функция соединения

$$W(p) = W_1(p) / [1 \pm W_1(p) W_{o.c.}(p)]. \quad (2.38)$$

В знаменателе знак «+» относится к отрицательной обратной связи, когда $X_{вх1} = X_{вх} - X_{о.с.}$, знак «-» относится к положительной обратной связи, когда $X_{вх1} = X_{вх} + X_{о.с.}$.

В системах регулирования для обеспечения устойчивости их работы обычно применяется отрицательная обратная связь, тогда

$$W(p) = W_1(p) / [1 + W_1(p) W_{o.c.}(p)]. \quad (2.39)$$

Очень часто при исследовании АСР возникает необходимость в различного рода структурных преобразованиях исходной системы, которые осуществляются по следующим правилам:

1) согласно (2.36) и рис. 2.6, а звенья, соединенные последовательно, могут быть заменены одним звеном с передаточной функцией, равной произведению передаточных функций последовательно соединенных звеньев;

2) согласно (2.37) и рис. 2.6, б звенья, соединенные параллельно, могут быть заменены одним звеном с передаточной функцией, равной сумме передаточных функций последовательно соединенных звеньев;

3) звенья, соединенные встречно-параллельно (рис. 2.6, в), могут быть заменены одним звеном с передаточной функцией, определяемой по (2.38);

4) внешнее воздействие f , приложенное к выходу звена (рис. 2.7, а) с передаточной

функцией $W_1(p)$, можно перенести на его вход (рис. 2.7, б), поместив между воздействием и входом звена дополнительное звено с передаточной функцией $1/W_1(p)$;

5) внешнее воздействие f , приложенное к входу звена (рис. 2.7, в) с передаточной функцией $W_1(p)$, можно перенести на его выход (рис. 2.7, г), поместив между воздействием и выходом звена дополнительное звено с той же передаточной функцией $W_1(p)$;

б) точку присоединения любой структурной связи к выходу звена, имеющего передаточную функцию $W_1(p)$ (рис. 2.7, д), можно перенести на его вход, включив в эту связь дополнительное звено с той же передаточной функцией $W_1(p)$ (рис. 2.7, е);

7) точку присоединения любой структурной связи к входу звена с передаточной функцией $W_1(p)$ (рис. 2.7, ж) можно перенести на его выход, включив в эту связь дополнительное звено с передаточной функцией $1/W_1(p)$ (рис. 2.7, з).

Представление автоматических систем регулирования структурными схемами и использование правил их эквивалентного преобразования существенно упрощают анализ и синтез систем. Однако для многоконтурных систем при наличии перекрестных связей трудоемкость расчета системы остается достаточно высокой. Кроме громоздких вычислений решение задачи усложняется еще и тем, что по мере упрощения структурной схемы до типового вида «объект — регулятор» приходится многократно вычерчивать промежуточные преобразованные структурные схемы. Упростить решение можно, применив теорию графов.

В математике под графом понимается произвольное множество элементов двух типов, называемых вершинами и ребрами, если каждому ребру графа соответствуют две вершины, расположенные на его концах, и никакие два ребра не имеют общих точек, за исключением вершин.

Каждой вершине графа на плоскости соответствует точка, а каждому ребру — отрезок прямой или кривой линии, соединяющий вершины (точки). Таким образом, если под ребрами понимать передаточные функции, а под вершинами — изображения входных и выходных сигналов, то АСР можно представить в виде графа, который принято называть сигнальным. Ребра в сигнальном графе называют ветвями. В табл. 2.2 представлены звенья и наиболее распространенные их соединения при изображении их в виде структурной схемы и соответственно в виде элементарного или сложного сигнального графа. Вершины сигнального графа

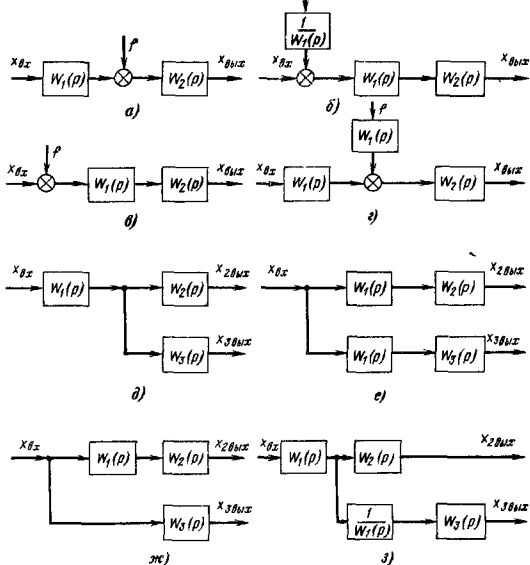


Рис. 2.7. Эквивалентные преобразования структурных схем

обозначаются точками (см., например, строку 1 табл. 2.2). Ребра графа обозначаются в виде прямых или кривых линий, соединяющих вершины графа. Направление прохождения сигнала по графу обозначается в виде стрелки на ребре.

Передаточные функции указываются над ребрами графа. Общие вершины сложного сигнального графа, в которых происходит алгебраическое суммирование изображений сигналов, называются узлами графа (см. строку 8 табл. 2.2). С учетом этого точки разветвления структурных схем, в которых новые сигналы не образуются, узлами не являются (см. строку 7 табл. 2.2).

Для расчета сигнального графа в его узлах проставляются изображения результирующих сигналов. Изображения сигналов также проставляются на входах и выходах графа. При этом на сигнальном графе для упрощения записи вместо, например, $W_1(p)$ и $X_1(p)$ пишут W_1 и X_1 . Так как в узлах проставляется

только один результирующий сигнал, то в случае, если необходимо на графе обозначить какой-либо входящий в этот узел сигнал, в него вводится ветвь с передаточной функцией, равной единице (см., например, строки 5 и 6 табл. 2.2). На сигнальных графах передаточные функции отрицательных обратных связей проставляются со знаком «-» (см., например, строки 4 и 5 табл. 2.2, где знак «-» относится к отрицательной, а знак «+» — к положительной обратной связи). Из сопоставления рисунков, приведенных в таблице, следует, что по начертанию сигнальные графы значительно проще, чем соответствующие им структурные схемы.

Передаточная функция системы находится как результат решения системы узловых уравнений ее сигнального графа относительно отношения изображений выходного сигнала к входному через передаточные функции звеньев системы. Так, для системы встречно-параллельного соединения звеньев

Таблица 2.2 Звенья и наиболее распространенные их соединения

№ строки	Структурная схема	Сигнальный граф	Узловые уравнения сигнального графа
1			$X_2 = W X_1$
2			$X_2 = W_1 W_2 W_3 X_1$
3			$X_2 = (W_1 + W_2 + W_3) X_1$
4			$X_2 = X_1 \pm W_2 X_4;$ $X_4 = W_1 X_2$
5			$X_2 = X_1 + X_3$ $X_3 = W X_2$
6			$X_3 = X_1 \pm W X_3$
7			$X_3 = W_2 W_1 X_1;$ $X_4 = W_3 W_1 X_1;$ $X_5 = W_4 W_1 X_1$
8			$X_8 = W_4 X_7 (W_1 X_1 + W_2 X_2 + W_3 X_3)$

(строка 4 табл. 2.2) непосредственно из узловых уравнений сигнального графа находим передаточную функцию такой системы

$$X_4/X_1 = W = W_1/(1 \pm W_1 W_2).$$

аналогичную полученной ранее [см. (2.38)].

При сложном сигнальном графе с большим числом узлов систему можно рассчитывать методом последовательного упрощения топологии сети графа путем замены последовательных ветвей одной ветвью с результирующей передаточной функцией (см соответственно строки 2-4 табл. 2.2).

Устойчивость АСР

Под устойчивостью системы понимается ее способность возвращаться к состоянию установившегося равновесия после устранения возмущения, нарушившего указанное равновесие.

Для линейных АСР решение уравнения их движения (2.15) имеет вид

$$y(t) = y(t)_{\text{св}} + y(t)_{\text{вын}},$$

где $y(t)_{\text{вын}}$ — вынужденная составляющая решения уравнения (2.15), определяемая видом $x(t)$; $y(t)_{\text{св}}$ — свободная составляющая решения уравнения (2.15), определяемая корнями

p , характеристического уравнения

$$a_0 p^n + a_1 p^{n-1} + \dots + a_n = 0. \quad (2.40)$$

Математически условия устойчивости формулируются в виде

$$\lim_{t \rightarrow \infty} y(t)_{\text{св}} = 0. \quad (2.41)$$

Поскольку

$$y(t)_{\text{св}} = \sum_{i=1}^n C_i e^{p_i t}, \quad (2.42)$$

где C_i — постоянные, определяемые начальными условиями.

Устойчивость линейных АСР определяется только корнями p_i характеристического уравнения (2.40) и формулируется в следующем виде: для устойчивости линейной АСР необходимо и достаточно, чтобы все вещественные корни характеристического уравнения (2.40) были отрицательны, а комплексные корни имели отрицательную вещественную часть, т. е. все корни располагались в левой полуплоскости корней p .

Для уравнений высоких степеней определение корней характеристического уравнения связано с определенными трудностями, поэтому разработан ряд правил (критериев), позволяющих определять устойчивость АСР, не решая характеристического уравнения.

Критерий Гурвица. Из коэффициентов характеристического уравнения (2.40) составляется главный определитель Гурвица

$$\Delta_n = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 & a_5 & \dots & 0 \\ a_0 & a_2 & a_4 & \dots & 0 \\ 0 & a_1 & a_3 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & a_{n-2} & a_n \end{vmatrix} \quad (2.43)$$

по следующим правилам:

1) по главной диагонали выписывают последовательно коэффициенты уравнения (2.40), начиная с a_1 до a_n ;

2) столбцы определителя заполняют так: вверх — коэффициентами с возрастающими индексами, вниз — коэффициентами с убывающими индексами;

3) все коэффициенты с индексами меньше и больше нуля заменяют нулями.

Система будет устойчивой, если при $a_0 > 0$ главный определитель Гурвица Δ_n и все его диагональные миноры Δ_i будут больше нуля, где Δ_i определяют по следующим формулам.

$$\Delta_1 = a_1; \Delta_2 = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 \\ a_0 & a_2 \end{vmatrix}; \Delta_3 = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 & a_5 \\ a_0 & a_2 & a_4 \\ 0 & a_1 & a_3 \end{vmatrix}. \quad (2.44)$$

Из критерия Гурвица вытекает следствие: для устойчивости АСР необходимо, но недостаточно, чтобы все коэффициенты уравнения (2.40) были больше нуля.

Из структуры построения определителя Δ_n следует, что

$$\Delta_n = a_n \Delta_{n-1}. \quad (2.45)$$

Если определитель Δ_{n-1} приравнять нулю при положительности всех предыдущих определителей, то получим уравнение, соответствующее границе устойчивости:

$$\Delta_{n-1} = 0. \quad (2.46)$$

Критерий Михайлова. Если в характеристическом уравнении

$$D(p) = a_0 p^n + a_1 p^{n-1} + \dots + a_n \quad (2.47)$$

заменить p на $j\omega$, то получим характеристический вектор

$$D(j\omega) = a_0 (j\omega)^n + a_1 (j\omega)^{n-1} + \dots + a_n = M(\omega) + jN(\omega). \quad (2.48)$$

При изменении ω от 0 до ∞ концы вектора $D(j\omega)$ в комплексной плоскости вычертит кривую, называемую *характеристической кривой* или *годографом вектора $D(j\omega)$* . По виду характеристической кривой можно судить об устойчивости АСР (рис. 2.8).

Для устойчивости АСР необходимо и достаточно, чтобы характеристическая кривая при изменении ω от 0 до ∞ , начав свое движение с положительной вещественной полуоси, последовательно прошла n квадратов комплексной плоскости, не оборачиваясь в нуль (здесь n — степень характеристического уравнения). Как следствие из критерия Михайлова вытекает, что для устойчивой АСР корни уравнений $M(\omega) = 0$ и $N(\omega) = 0$ должны чередоваться.

Критерий Найквиста. Этот критерий позволяет судить об устойчивости замкнутой АСР по КЧХ разомкнутой АСР.

Условием к следующему. Если при изменении ω от 0 до ∞ КЧХ пересекает отрезок вещественной оси ($-\infty, -1$) сверху вниз, то будем считать это положительным переходом, если снизу вверх — то отрицательным; если КЧХ начинается на отрезке вещественной оси ($-\infty, -1$), то будем считать это за 0,5 перехода с соответствующим знаком. При этих условиях критерий Найквиста формулируется следующим образом: чтобы АСР была устойчива в замкнутом состоянии, необходимо и достаточно, чтобы при изменении ω от 0 до ∞ разность между числом положительных и отрицательных переходов КЧХ

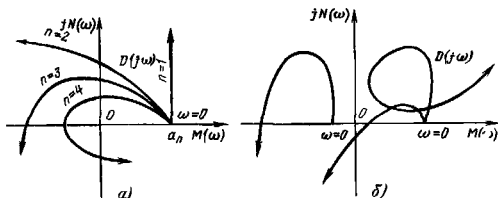


Рис. 2.8. Годографы вектора $D(j\omega)$ для устойчивых (а) и неустойчивых (б) систем

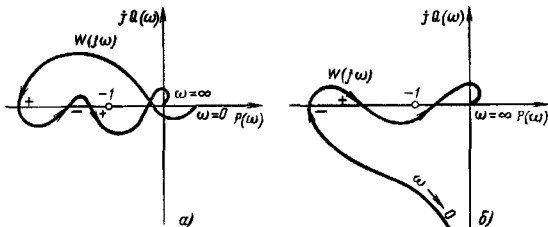


Рис. 2.9. Примеры КЧХ АСР, устойчивых при $m = 2$ (а) и $m = 0$ (б)

разомкнутой АСР через отрезок вещественной оси $(-\infty, -1)$ равнялась $m/2$, где m — число корней характеристического уравнения разомкнутой АСР, находящихся в правой полуплоскости плоскости корней p , (рис. 2.9).

D-разбиение. Рассмотренные критерии позволяют судить об устойчивости АСР при заданных значениях ее параметров. Однако в практике часто возникает задача, когда несколько параметров АСР можно изменять в определенных пределах, чтобы обеспечить не только устойчивость системы, но и заданные ее качественные показатели.

Случай 1. Пусть в характеристическом уравнении

$$a_0 p^n + a_1 p^{n-1} + \dots + a_n = 0 \quad (2.49)$$

все коэффициенты заданы, кроме одного или его части λ , тогда уравнение (2.49) можно разрешить относительно λ :

$$\lambda Q(p) + R(p) = 0, \quad (2.50)$$

откуда

$$\lambda = -R(p)/Q(p). \quad (2.51)$$

Отобразим в плоскость λ мнимую ось $j\omega$ плоскости корней p , (т. е. границу области

устойчивости), для чего в (2.51) заменим p на $j\omega$.

$$\lambda(j\omega) = -R(j\omega)/Q(j\omega) = \chi(\omega) + j\psi(\omega). \quad (2.52)$$

Изменяя ω от 0 до ∞ (при отрицательных частотах получается симметричная кривая), построим в плоскости λ границу области устойчивости (рис. 2.10). Так как при изменении ω от $-\infty$ до $+\infty$ область устойчивости в плоскости корней лежит слева по ходу движения, то, штрихуя D -кривую в плоскости λ слева, при изменении ω от $-\infty$ до $+\infty$ получаем искомую область устойчивых значений λ , окруженную D -кривой с внутренней

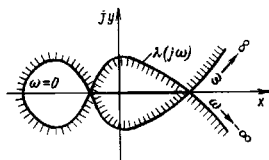


Рис. 2.10. D -разбиение плоскости одного параметра

штриховкой. Поскольку нас интересуют лишь вещественные значения λ , искомым значения λ будут представлять собой отрезок вещественной оси, лежащий в устойчивой области

Случай 2. Пусть в характеристическом уравнении (2.49) заданы все коэффициенты, кроме μ и λ , предположим также, что в уравнении (2.49) не ни произведений $\mu\lambda$, ни их степеней выше первой, т. е. уравнение (2.49) можно разрешить относительно μ и λ :

$$\mu S(p) + \lambda Q(p) + R(p) = 0. \quad (2.53)$$

Отобразим мнимую ось $j\omega$ плоскости корней характеристического уравнения (2.49) в плоскость коэффициентов $\mu - \lambda$, для чего в уравнении (2.53) заменим p на $j\omega$:

$$\mu S(j\omega) + \lambda Q(j\omega) + R(j\omega) = 0. \quad (2.54)$$

Отделяя мнимую и вещественную части в (2.54), получаем систему из двух уравнений

$$\left. \begin{aligned} \mu S_1(\omega) + \lambda Q_1(\omega) + R_1(\omega) &= 0; \\ \mu S_2(\omega) + \lambda Q_2(\omega) + R_2(\omega) &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (2.55)$$

откуда

$$\mu = \Delta_1/\Delta, \quad \lambda = \Delta_2/\Delta, \quad (2.56)$$

где

$$\Delta = \begin{vmatrix} S_1(\omega) & Q_1(\omega) \\ S_2(\omega) & Q_2(\omega) \end{vmatrix}; \quad \Delta_1 = \begin{vmatrix} -R_1(\omega) & Q_1(\omega) \\ -R_2(\omega) & Q_2(\omega) \end{vmatrix};$$

$$\Delta_2 = \begin{vmatrix} S_1(\omega) & -R_1(\omega) \\ S_2(\omega) & -R_2(\omega) \end{vmatrix}. \quad (2.57)$$

Задавая ω значения от $-\infty$ до $+\infty$, по (2.56) строим D -кривую в плоскости $\mu - \lambda$ (рис. 2.11); D -кривая несимметрична относительно осей, но точки для положительных и отрицательных ω совпадают.

Выражения (2.56) определяют только одно значение для μ и λ при каждом положительном или отрицательном ω только

тогда, когда эти уравнения совместны и линейно независимы. При некоторых значениях $\omega = \omega_i$ уравнения (2.56) перестают быть линейно независимыми (в частности, всегда при $\omega = 0$ и $\omega = \pm\infty$). В этом случае одновременно Δ_1 (или Δ_2) и Δ оказываются равными нулю или бесконечности. Это означает, что одно из уравнений (2.56) является при данном значении $\omega = \omega_i$ следствием другого и тогда в плоскости $\mu - \lambda$ появляется не точка, а прямая — так называемая особая прямая. Поэтому граница D -разбиения должна быть дополнена особыми прямыми.

Если $\Delta = 0$ при всех ω , то D -кривой не существует и D -разбиение производится особыми прямыми.

Правила штриховки D -кривой и особых прямых (см. рис. 2.11):

1) D -кривую штрихуют двойной штриховкой при изменении ω от 0 до ∞ слева, если $\Delta > 0$, и справа, если $\Delta < 0$;

2) особые прямые при $\omega = 0$ и $\omega = \pm\infty$ штрихуют одинарной штриховкой, так чтобы одновременно заштрихованные или одновременно незаштрихованные стороны прямой и кривой располагались встречно. Особую прямую при $\omega = \omega_i$ ($\omega_i \neq 0$, $\omega_i \neq \pm\infty$) также штрихуют, но двойной штриховкой, если в точке пересечения ее с кривой Δ меняет знак; если знак Δ не меняется, то эту особую прямую не штрихуют.

Переход в плоскости $\mu - \lambda$ через двойную штриховку означает переход в плоскости корней p двух корней через ось $j\omega$; переход через одинарную штриховку — переход одного корня через ось $j\omega$.

Случай 3. В характеристическом уравнении (2.49) μ и λ связаны нелинейно, т. е. имеются произведения $\mu\lambda$ и их степени выше первой. В этом случае, заменяя p на $j\omega$ и отделяя вещественную и мнимую части, получаем два уравнения вида

$$f_1(\omega, \mu, \lambda) = 0, \quad f_2(\omega, \mu, \lambda) = 0. \quad (2.58)$$

Изменяя ω от $-\infty$ до $+\infty$, по точкам строим D -кривую в плоскости $\mu - \lambda$. Правила штриховки в этом случае те же, что и в предыдущем, но D -кривая и особые прямые штрихуют уже одинарной штриховкой в зависимости от знака якобиана:

$$\Delta = \begin{vmatrix} \partial f_1/\partial \mu & \partial f_1/\partial \lambda \\ \partial f_2/\partial \mu & \partial f_2/\partial \lambda \end{vmatrix}. \quad (2.59)$$

Запас устойчивости. Из-за неточного знания, а также возможной флюктуаций коэффициентов a_i в уравнении (2.49) АСР рассчитывается таким образом, чтобы в ней всегда был обеспечен некоторый запас устойчивости. Теоретически это выглядит следующим

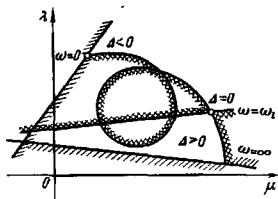


Рис. 2.11. D -разбиение плоскости двух параметров

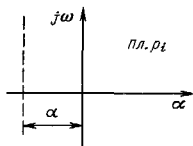


Рис. 2.12. Задание запаса устойчивости в плоскости корней характеристического уравнения

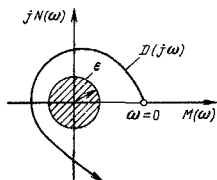


Рис. 2.13. Задание запаса устойчивости по критерию Михайлова

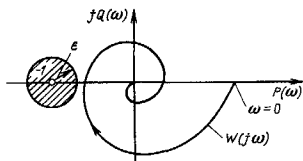


Рис. 2.14. Задание запаса устойчивости по критерию Найквиста

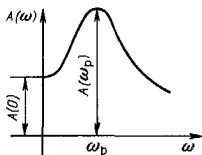


Рис. 2.15. Амплитудно-частотная характеристика замкнутой АСР

шим образом: нужно так рассчитать АСР (наладить), чтобы при возможных изменениях коэффициентов a_i в уравнении (2.49) корни его не приближались к мнимой оси $j\omega$ ближе чем на величину α (рис. 2.12). Задание величины α обычно определяется достоверностью наших знаний о динамических свойствах объекта регулирования и возможными (ожидаемыми) их изменениями.

Если устойчивость АСР рассчитывается по критерию Гурвица, то граница области заданного запаса устойчивости определяется из выражения

$$D_n - 1 = \epsilon, \quad (2.60)$$

где $\epsilon > 0$ — величина, задаваемая аналогично α .

Запас устойчивости по Михайлову и Найквисту формулируется в виде требований соответственно к $D(j\omega)$ и $W(j\omega)$ разомкнутой системы: они не должны заходить в опасную зону радиусом ϵ (см. соответственно рис. 2.13 и 2.14).

Достаточно часто об устойчивости АСР судят по амплитудно-частотной характеристике $A(\omega)$ замкнутой системы. Если при $\omega = \omega_p$ $A(\omega_p)$ терпит разрыв, то АСР выходит за границу устойчивости. Для задания запаса устойчивости необходимо потребовать, чтобы (рис. 2.15)

$$A(\omega_p)/A(0) \leq M, \quad (2.61)$$

где значение M обычно выбирается равным 1.2–2.4, наиболее часто полагают $M = 1.62$ [24].

Качество регулирования

Любая промышленная АСР кроме устойчивости должна обеспечить определенные качественные показатели процесса регулирования. Качество процесса регулирования обычно оценивают по переходной характеристике $h_f(t)$ по отношению к единичному ступенчатому возмущающему воздействию (рис. 2.16). Основными показателями качества являются: время регулирования, перерегулирование, колебательность и установившаяся ошибка.

Время регулирования. Временем регулирования t_p называется время, в течение которого, начиная с момента приложения воздействия на систему, отклонения значений регулируемой величины $\Delta h_f(t)$ от ее установившегося значения $h_{f0} = h_f(\infty)$ будут меньше наперед заданного значения ϵ_{f0} . Таким образом, время регулирования определяет длительность (быстродействие) переходного процесса.

Перерегулирование. Перерегулированием σ_f называется максимальное отклонение $\Delta h_{f\max}$ регулируемой величины от установившегося значения h_{f0} , выраженное в процентах по отношению к h_{f0} .

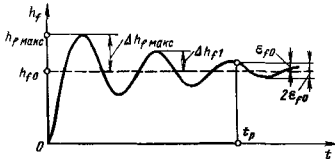


Рис. 2.16. Показатели качества регулирования

Колебательность системы характеризуется числом колебаний регулируемой величины за время регулирования t_p . Если за это время переходный процесс в системе совершает число колебаний меньше заданного по условиям технологии, то считается, что система имеет требуемое качество регулирования в части ее колебательности.

Установившаяся ошибка. В общем случае установившаяся ошибка ϵ_0 или точность регулирования определяется как разность двух значений — установившегося регулируемой величины h_0 после окончания переходного процесса и заданного g_0 :

$$\epsilon_0 = g_0 - h_0. \quad (2.62)$$

По отношению к возмущающему воздействию

$$\epsilon_0 = -h_0. \quad (2.63)$$

Показатели качества регулирования определяются непосредственно по кривой переходного процесса, которую можно получить экспериментально или решением дифференциальных уравнений системы. Решение дифференциального уравнения является трудоемкой задачей, в связи с этим в инженерной практике находят широкое применение косвенные оценки качества регулирования. Косвенными оценками называются некоторые величины, в той или иной мере характеризующие отдельные особенности переходного процесса.

Косвенные оценки качества регулирования. Одной из косвенных оценок качества регулирования является степень удаленности корней характеристического уравнения замкнутой системы от мнимой оси (рис. 2.17). Расстояние α ближайшего корня от мнимой оси характеризует запас устойчивости системы, называется *степенью устойчивости* этой системы и равно вещественной части корня, ближайшего к мнимой оси.

Наибольший из углов φ , образованных отрицательной вещественной полусью и лучами, проведенными из начала координат

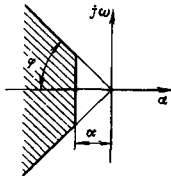


Рис. 2.17. Область расположения корней с заданными значениями α и φ

через корни, характеризует колебательность системы. Котангенс этого угла $\tan \varphi$ называется *степенью колебательности*.

Согласно (2.42) комплексно-сопряженные корни, имеющие максимальный угол φ , дадут составляющую колебательного переходного процесса, имеющую наименьшее затухание, и, следовательно, колебательность системы будет определяться этой составляющей, так как остальные составляющие имеют большее затухание. Для оценки колебательности в ряде случаев удобно также пользоваться понятием «степень затухания».

Степенью затухания ψ называется отношение разности двух соседних амплитуд одного знака кривой переходного процесса к большей из них. Так, для переходного процесса по рис. 2.16

$$\psi = (\Delta h_{f \max} - \Delta h_{f1}) / \Delta h_{f \max} \quad (2.64)$$

Степень колебательности и степень затухания связаны между собой соотношением

$$\psi = 1 - e^{-2\pi \psi}. \quad (2.65)$$

Чтобы система обладала заданной колебательностью, все корни характеристического уравнения должны вписываться в угол 2φ (рис. 2.17). Таким образом, для одновременного обеспечения заданных значений быстродействия и колебательности системы необходимо, чтобы все корни характеристического уравнения лежали внутри заштрихованной области на рис. 2.17.

Для определения параметров системы, обеспечивающих заданные значения α и φ , можно воспользоваться методом D -разбиения. Для построения D -кривой при определении параметров системы, обеспечивающих заданное значение α , в (2.51) и (2.53) необходимо заменять p не на $j\omega$, а на $-\alpha + j\omega$.

При определении параметров, обеспечивающих заданное значение φ , необходимо p заменять на $\omega(j - m)$. Произведя D -разбиение по одному или двум интересующим нас параметрам, можно получить условия, при

которых система будет обладать заданными быстродействием и колебательностью.

При оценке качества по расположению корней характеристического уравнения можно исходить из следующих соображений. Предполагая, что переходный процесс в основном определяется ближайшим к мнимой оси вещественным корнем (или ближайшей к мнимой оси парой сопряженных корней),

$$y(t) = y_n e^{-\alpha t},$$

можно найти допустимое значение степени устойчивости с учетом желаемого времени регулирования t_p , по истечении которого отклонение регулируемой величины уменьшится в n раз относительно начального отклонения y_n , т. е.

$$\alpha = \ln n / t_p. \quad (2.66)$$

Так, если $y(t_p) = 0,05 y_n$, то $n = 20$ и выражение (2.66) примет вид

$$\alpha = 3/t_p. \quad (2.67)$$

Если, напримр, по условиям технологии требуется, чтобы при колебательном переходном процессе амплитуда каждого последующего отклонения регулируемой величины уменьшилась в k раз по отношению к амплитуде предыдущего отклонения, то требуемая степень затухания согласно (2.64)

$$\psi = 1 - 1/k. \quad (2.68)$$

Решая совместно (2.65) и (2.68), находим

$$m = \ln k / (2\pi). \quad (2.69)$$

Если, например, по условиям технологии требуется, чтобы каждая последующая амплитуда колебаний переходного процесса уменьшалась в 10 раз по сравнению с предыдущей, то в этом случае $k = 10$, степень затухания $\psi = 0,9$, а степень колебательности $m = \ln 10 / 2\pi = 0,336$

Интегральные методы оценки качества регулирования. В основе этих методов лежит предположение, что качество регулирования тем выше, чем меньше площадь между кривой переходного процесса и заданным значением регулируемой величины, так как эта площадь косвенно характеризует потерн на регулирование (рис. 2.18). Наибольшее применение находят интегральные оценки следующего вида:

$$I_1 = \int_0^{\infty} \varepsilon(t) dt; \quad (2.70)$$

$$I_2 = \int_0^{\infty} \varepsilon^2(t) dt; \quad (2.71)$$

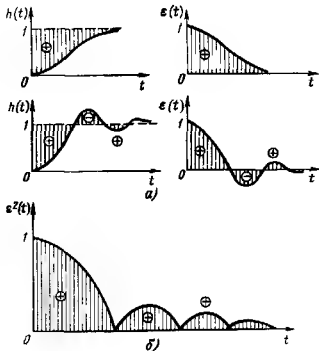


Рис. 2.18. Геометрическая интерпретация интегральных оценок качества регулирования

$$I_3 = \int_0^{\infty} \left\{ \varepsilon^2(t) + T^2 \left[\frac{d\varepsilon(t)}{dt} \right]^2 \right\} dt, \quad (2.72)$$

где $\varepsilon(t)$ — отклонение параметра от заданного значения (ошибка регулирования); T — постоянная времени некоторой экспоненты, по которой желательно изменение переходного процесса для данной системы.

Минимизируя указанные интегралы, можно получить те значения параметров (коэффициентов дифференциального уравнения АСР), которые обеспечивают наилучшее качество регулирования.

Интеграл (2.70) определяет собой алгебраическую (т. е. с учетом знаков) сумму площадей, ограниченных кривой переходного процесса и заданным значением регулируемого параметра. Поэтому он может быть применен только для оценки колебательных монотонных процессов $h(t)$ (рис. 2.18, а). Качество колебательного переходного процесса $h(t)$ (рис. 2.18, б) лучше оценивать интегралом (2.71) или (2.72).

Частотные методы оценки качества регулирования. Эти методы базируются на преобразовании Фурье и на том, что переходный процесс при заданных возмущениях однозначно связан с видом КЧХ замкнутой АСР. Таким образом, по частотным характеристикам можно судить о качестве переходного процесса.

Наиболее часто в частотных методах исследования АСР в качестве возмущающего

воздействия применяется единичная ступенчатая функция, определяемая выражением (2.19). Разложение этой функции в непрерывный гармонический ряд осуществляется с помощью интеграла Дирихле:

$$1(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin \omega t}{\omega} d\omega. \quad (2.73)$$

Если КЧХ замкнутой АСР имеет вид

$$W(j\omega) = P(\omega) + jQ(\omega), \quad (2.74)$$

то реакция системы на возмущение в виде единичной ступенчатой функции (2.73) (переходная функция) может быть вычислена по формулам

$$h(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{P(\omega)}{\omega} \sin \omega t d\omega; \quad (2.75)$$

$$h(t) - P(0) + \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{Q(\omega)}{\omega} \cos \omega t d\omega. \quad (2.76)$$

Выражения (2.75) и (2.76) лежат в основе частотного метода исследования качества переходного процесса при единичном возмущении вида (2.19); пользуясь любым из них, можно составить предварительное приближенное суждение о качестве регулирования:

1) приблизительно одинаковым $P(\omega)$ соответствуют приблизительно одинаковые $h(t)$;

2) для двух сходных $P_1(\omega)$ и $P_2(\omega)$, отличающихся только масштабом по оси ω , т. е. $P_2(n\omega) = P_1(\omega)$, переходные процессы отличаются только масштабом по оси t , т. е.

$$h_1(t/n) = h_2(t); \quad (2.77)$$

3) в установившемся состоянии

$$h(\infty) = P(0); \quad (2.78)$$

4) чтобы $h(t)$ стремилась к установившемуся значению, необходимо, но недостаточно соблюдение при всех ω неравенства

$$|P(\omega)| < P(0); \quad (2.79)$$

5) если $P(\omega)$ изменяется по монотонно убывающей кривой 1 (рис. 2.19), для которой $P(\omega) > 0$, $P'(\omega) < 0$, $P''(\omega) \geq 0$, то это означает, что параметр стремится к установившемуся значению без перерегулирования, а длительность переходного процесса

$$t_p \approx 4\pi/\omega_{01}, \quad (2.80)$$

где ω_{01} — верхняя граница области суще-

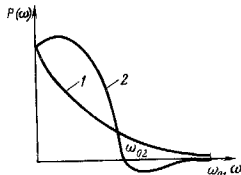


Рис. 2.19. Монотонная (1) и колебательная (2) действительные частотные характеристики замкнутой АСР

ственных частот для данной системы (эффективная ширина спектра [25]);

6) если $P(\omega)$ имеет вид кривой 2, то

$$t_p \geq \pi/\omega_{02}; \quad (2.81)$$

7) если $P(\omega)$ обращается в бесконечность при некотором значении ω , то АСР неустойчива;

8) продолжительность переходного процесса будет тем меньше, чем более пологий характер имеет $P(\omega)$.

Если необходимо уточнить представление о качестве регулирования, то следует построить $h(t)$ по выражению (2.75) или (2.76). Применявшиеся до недавнего времени приближенные методы вычисления $h(t)$ по $P(\omega)$ (например, метод трапецидальных частотных характеристик) в связи с бурным развитием средств вычислительной техники в настоящее время потеряли практическую ценность.

Оценка качества регулирования при случайных входных воздействиях. Если на вход АСР воздействует случайный процесс $X(t)$, то на ее выходе возникает тоже случайный процесс $Y(t)$, связанный с входным процессом соотношением

$$Y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} w(\xi) X(t - \xi) d\xi, \quad (2.82)$$

где $w(\xi)$ — импульсная переходная характеристика системы.

Эту формулу следует рассматривать в том смысле, что появление на входе АСР реализации $x(t)$ случайного процесса $X(t)$ приведет к появлению на ее выходе реализации $y(t)$ случайного процесса $Y(t)$.

Для стационарного входного воздействия корреляционная функция случайного процесса на выходе

$$K_y(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} w(\xi) w(\eta) K_x(\xi - \eta + \tau) d\xi d\eta, \quad (2.83)$$

где $K_x(\tau)$ — корреляционная функция случайного процесса на входе АСР

Качество регулирования в таких системах обычно оценивают величиной дисперсии процесса на выходе $D_y = \sigma_y^2$, которая получается из (2.83) при $\tau \rightarrow 0$:

$$\sigma_y^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} w(\xi) w(\eta) K_x(\xi - \eta) d\xi d\eta. \quad (2.84)$$

Если входное воздействие — белый шум $[K_x(\tau) = \delta(\tau)]$, то

$$\sigma_y^2 = \int_{-\infty}^{\infty} w^2(t) dt. \quad (2.85)$$

Вычисления можно упростить, если оперировать не с корреляционными функциями входа и выхода, а со спектральными плотностями $S_x(\omega)$ и $S_y(\omega)$. В этом случае

$$S_y(\omega) = S_x(\omega) |W(j\omega)|^2; \quad (2.86)$$

$$\sigma_y^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_x(\omega) d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_x(\omega) |W(j\omega)|^2 d\omega, \quad (2.87)$$

где $|W(j\omega)|$ — амплитудно-частотная функция системы [модуль КЧХ $W(j\omega)$].

2.3. ЛИНЕЙНЫЕ ДИСКРЕТНЫЕ СИСТЕМЫ

Основные понятия и определения

Дискретными называются системы, в которых осуществляется передача и преобразование сигналов, квантованных по уровню или по времени. Квантование по уровню соответствует замене действительного значения преобразуемого сигнала в любой момент времени его дискретным значением, кратным целому числу уровней квантования. Квантование по времени соответствует замене непрерывного во времени сигнала его значениями в дискретные равноотстоящие моменты времени. В зависимости от вида квантования различают следующие дискретные АСР:

а) *релейные*, в которых происходит квантование по уровню; это, как правило, нелинейные системы. Они будут рассмотрены в § 2.4;

б) *импульсные*, в которых происходит

квантование по времени; эти системы рассматриваются в настоящем параграфе;

в) *цифровые*, в которых происходит квантование по уровню и времени, при малых значениях квантуемого сигнала, когда квантование по уровню сказывается существенно, цифровая система сводится к релейной, при больших значениях квантуемого сигнала, когда дискретностью по уровню можно пренебречь, цифровая система сводится к импульсной.

В импульсных системах квантование по времени осуществляется импульсным элементом (ИЭ), выходная величина которого представляет собой модулированную последовательность импульсов (рис. 2.20). Различают следующие типы импульсной модуляции (рис. 2.21):

а) *амплитудно-импульсную модуляцию (АИМ)*, при которой изменяется амплитуда A выходных импульсов в зависимости от значений входной величины в дискретные равноотстоящие на величину T моменты времени;

б) *широтно-импульсную модуляцию (ШИМ)*, при которой изменяется ширина импульса τ в зависимости от значений входной величины в дискретные равноотстоящие моменты времени;

в) *времен-импульсную модуляцию (ВИМ)*, которой соответствует определенный временной сдвиг εT импульса постоянной формы в зависимости от значения входной величины в дискретные равноотстоящие моменты времени.

Каждый тип модуляции характеризуется так называемой крутизной характеристики ИЭ:

$$k_{\text{АИМ}} = A/x; k_{\text{ШИМ}} = \gamma T/x; k_{\text{ВИМ}} = \varepsilon T/x. \quad (2.88)$$

Если величина k постоянна и не зависит от x , то импульсный элемент линейный, если и непрерывная часть (рис. 2.20) линейная, то система называется линейной импульсной.

Уравнения движения

Разомкнутые импульсные системы. Эти системы в общем случае могут быть представлены последовательным соединением ИЭ и НЧ (см. рис. 2.20). Анализ таких систем целесообразнее всего производить в относительном времени $t - t_i/T - n$, используя дискретное преобразование Лапласа и сохраняя при этом те же удобства, которые имеет обычное преобразование Лапласа при решении дифференциальных уравнений.

Представим импульсный элемент ИЭ в виде последовательного соединения простей-

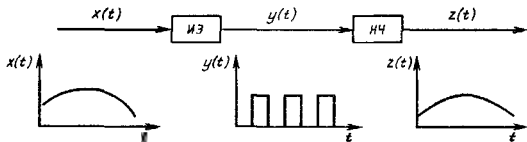


Рис. 2.20. Структурная схема разомкнутой импульсной системы: ИЭ — импульсный элемент; НЧ — непрерывная часть

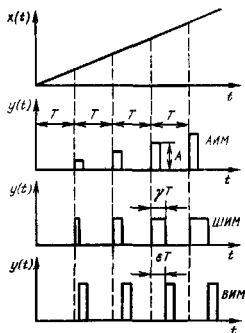


Рис. 2.21. Виды импульсной модуляции

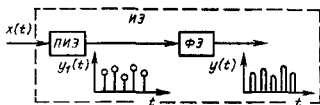


Рис. 2.22. Структурная схема импульсного элемента

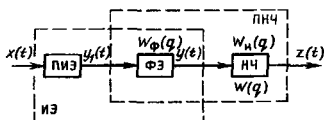


Рис. 2.23. Преобразованная структурная схема разомкнутой импульсной системы

шего импульсного элемента ПИЭ и формирующего элемента ФЭ (рис. 2.22). В простейшем импульсном элементе непрерывная функция $x(t)$ преобразуется в решетчатую $y_1(t)$ или в относительное время $t = n$ $x[n]$ преобразуется в $y_1[n]$. Формирующий элемент ФЭ из ординат решетчатой функции $y_1[n]$ формирует импульсы определенной формы в зависимости от типа импульсной модуляции; ФЭ для линейных импульсных элементов в динамическом отношении может быть представлен передаточной функцией $W_\phi(p)$ или для относительного времени $t = n$ — передаточной функцией $W_\phi(q)$, которая получается из $W_\phi(p)$ по выражению

$$W_\phi(q) = W_\phi(p)/T, \quad (2.89)$$

где $p = q/T$.

Непрерывная часть НЧ аналогично также может быть представлена передаточной функцией $W_n(q)$. Объединим ФЭ и НЧ в так называемую приведенную непрерыв-

ную часть ПНЧ с передаточной функцией

$$W(q) = W_\phi(q) W_n(q), \quad (2.90)$$

тогда разомкнутая импульсная система в простейшем случае будет представлять собой последовательное соединение ПИЭ и ПНЧ (рис. 2.23), для которой

$$z(q, \varepsilon) = x(q) W(q, \varepsilon). \quad (2.91)$$

Здесь $W(q, \varepsilon)$ есть D -преобразование Лапласа для импульсной переходной характеристики $w[n, \varepsilon]$ ПНЧ:

$$W(q, \varepsilon) = D\{w[n, \varepsilon]\} = \sum_{n=0}^{\infty} w[n, \varepsilon] e^{-n\varepsilon}. \quad (2.92)$$

Отличительной особенностью выражения (2.91) является то, что $x[n]$ определена лишь для дискретных моментов времени $t = n$ [аналогично $x(q) = D\{x[n]\}$], а $z[n, \varepsilon]$ находится для любого момента времени $t = n + \varepsilon$, $0 \leq \varepsilon \leq 1$.

Если приведенная непрерывная часть содержит элемент запаздывания (в ФЭ или НЧ), то его передаточная функция равна

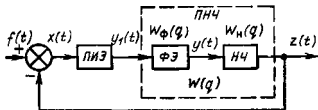


Рис. 2.24. Структурная схема замкнутой импульсной системы

$e^{-\bar{\tau}}$ или $e^{-q\bar{\tau}}$, где $\bar{\tau} = \tau/T$ — относительное запаздывание. Тогда

$$W(q, \varepsilon) = e^{-q\bar{\tau}} W_0(q, \varepsilon), \quad (2.93)$$

где $W_0(q, \varepsilon)$ — передаточная функция ПНЧ без запаздывания.

Относительное запаздывание $\bar{\tau}$ всегда можно представить в виде

$$\bar{\tau} = m + \bar{\tau}_1, \quad (2.94)$$

где m — целое число; $0 < \bar{\tau}_1 < 1$.

В этом случае

$$W(q, \varepsilon) = e^{-qm} W_0(q, \varepsilon - \bar{\tau}_1) \quad \text{при } \bar{\tau}_1 < \varepsilon < 1; \quad (2.95)$$

$$W(q, \varepsilon) = e^{-q(m+1)} W_0(q, 1 + \varepsilon - \bar{\tau}_1) \quad \text{при } 0 < \varepsilon < \bar{\tau}_1. \quad (2.96)$$

Замкнутые импульсные системы во многих случаях могут быть приведены к схеме, аналогичной изображенной на рис. 2.24, где $f(t)$ — внешнее воздействие. Для дискретных относительных моментов времени $\bar{t} = n$

$$x(q) = f(q) - z(q); \quad (2.97)$$

$$z(q) = x(q) W(q), \quad (2.98)$$

откуда

$$x(q) = f(q) / [1 + W(q)]. \quad (2.99)$$

Подставив (2.99) в (2.91), получим уравнение движения замкнутой системы в виде

$$z(q, \varepsilon) = f(q) W(q, \varepsilon) / [1 + W(q)]; \quad (2.100)$$

здесь

$$K(q, \varepsilon) = W(q, \varepsilon) / [1 + W(q)] \quad (2.101)$$

— передаточная функция замкнутой импульсной системы;

$$G(q) = 1 + W(q) = 0 \quad (2.102)$$

— характеристическое уравнение замкнутой импульсной системы.

Устойчивость

Если известны $f(q)$ и $K(q, \varepsilon)$, то выходная величина $z[n, \varepsilon]$ может быть найдена

по формуле обращения

$$z[n, \varepsilon] = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma_c - j\pi}^{\sigma_c + j\pi} f(q) K(q, \varepsilon) e^{qn} dq. \quad (2.103)$$

Решение (2.103) состоит из двух слагаемых:

$$z[n, \varepsilon] = z_{\text{вын}}[n, \varepsilon] + z_{\text{св}}[n, \varepsilon], \quad (2.104)$$

где $z_{\text{вын}}[n, \varepsilon]$ — вынужденная составляющая, определяемая видом $f[n]$; $z_{\text{св}}[n, \varepsilon]$ — свободная составляющая, определяемая корнями q_v характеристического уравнения (2.102).

Если с течением времени $z_{\text{св}}[n, \varepsilon]$ стремится к нулю, т. е.

$$\lim_{n \rightarrow \infty} z_{\text{св}}[n, \varepsilon] = 0, \quad (2.105)$$

то система называется устойчивой.

Обычно

$$z_{\text{св}}[n, \varepsilon] = \sum_{v=1}^l C_v e^{q_v n}, \quad (2.106)$$

где l — порядок характеристического уравнения (2.102); C_v — постоянные коэффициенты, определяемые начальными условиями.

Из (2.106) следует, что условие (2.105) всегда выполняется, если корни q_v имеют отрицательные вещественные части. С учетом периодичности функции e^q окончательно условия устойчивости формулируются в следующем виде: система будет устойчивой, если корни q_v характеристического уравнения (2.102) лежат в левой полуплоскости плоскости корней в полосе шириной 2π (заштрихованная полоса на рис. 2.25).

Вычисление корней уравнения (2.102) — довольно трудоемкая задача. Поэтому для выяснения устойчивости системы аналогично тому, как это делалось для непрерывных систем, пользуются специальными критериями. Ниже рассматриваются различные формы критериев устойчивости, которые являются аналогами критериев для непрерывных систем.

Алгебраический критерий устойчивости. Характеристическое уравнение (2.102) можно

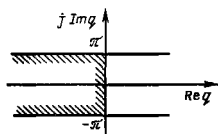


Рис. 2.25. Графическая иллюстрация условий устойчивости в плоскости $q = \text{Re } q + j \text{Im } q$

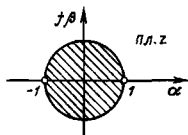


Рис. 2.26. Графическая иллюстрация условий устойчивости в плоскости $z = e^s = \alpha + j\beta$

представить в виде

$$G(q) = b_0 e^{qT} + b_1 e^{(l-1)T} + \dots + b_l = 0 \quad (2.107)$$

или, заменяя e^q на z , в виде

$$G(z) = b_0 z^l + b_1 z^{l-1} + \dots + b_l = 0. \quad (2.108)$$

Отобразим заштрихованную полосу плоскости $q = \text{Re } q + j \text{Im } q$ на рис. 2.25 в плоскость $z = e^q = \alpha + j\beta$. Граница этой области найдем из условия $\text{Re } q = 0$; $\text{Im } q = \omega$; $z = e^{j\omega} = \cos \omega + j \sin \omega = \alpha + j\beta$, откуда

$$\alpha^2 + \beta^2 = |z|^2 = 1, \quad (2.109)$$

т. е. заштрихованная полоса плоскости q на рис. 2.25 отображается в круг единичного радиуса на плоскости $z = e^q$ (рис. 2.26).

Таким образом, для устойчивости системы необходимо и достаточно, чтобы корни характеристического уравнения (2.108) лежали внутри заштрихованного круга, т. е. чтобы их модули были меньше единицы:

$$|z| < 1. \quad (2.110)$$

Существует ряд методов, позволяющих найти соотношения между коэффициентами b_i уравнения (2.108), при которых выполняются условия (2.110). Эту задачу можно решить, например, с помощью критерия Гурвица. Для этого отобразим круг единичного радиуса плоскости z в левую полуплоскость нового комплексного переменного $\xi = u + jv$. Такое отображение может быть осуществлено преобразованием (рис. 2.27)

$$\xi = (z + 1)/(z - 1), \quad (2.111)$$

откуда

$$z = (\xi + 1)/(\xi - 1). \quad (2.112)$$

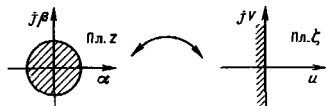


Рис. 2.27. Отображение круга единичного радиуса плоскости z в полуплоскость ξ

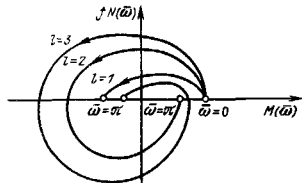


Рис. 2.28. Графическая иллюстрация аналога критерия устойчивости Михайлова

Подставив (2.112) в (2.108), найдем

$$G(\xi) = a_0 \xi^l + a_1 \xi^{l-1} + \dots + a_l = 0. \quad (2.113)$$

Для уравнения (2.113) можно применить критерий Гурвица и по (2.46) найти границу области устойчивости в функции коэффициентов a_i , однозначно связанных с коэффициентами уравнения (2.108).

Аналог критерия Михайлова. Подставив в характеристическое уравнение (2.107) $q = j\omega$, получим так называемый характеристический вектор

$$G(j\omega) = M(\omega) + jN(\omega). \quad (2.114)$$

При изменении частоты ω от 0 до π конец этого вектора в комплексной плоскости $M(\omega) - jN(\omega)$ опишет кривую, называемую характеристической кривой.

Для устойчивости системы необходимо и достаточно, чтобы при изменении частоты ω от 0 до π характеристическая кривая (2.114), начав свое движение с положительной действительной оси, последовательно прошла $2l$ квадрантов комплексной плоскости против часовой стрелки (рис. 2.28), где l — порядок характеристического уравнения (2.107).

Аналог критерия Найквиста. Если в передаточную функцию (2.90) подставить $q = j\omega$, то получим комплексную частотную функцию

$$W(j\omega) = P(\omega) + jQ(\omega). \quad (2.115)$$

При изменении ω от 0 до π конец вектора (2.115) в комплексной плоскости

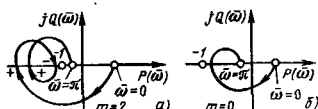


Рис. 2.29. Графическая иллюстрация аналога критерия устойчивости Найквиста

$P(\bar{\omega}) - jQ(\bar{\omega})$ описует кривую, называемую комплексной частотной характеристикой ПНЧ.

Замкнутая импульсная система, ПНЧ которой неустойчива, будет устойчива, если разность между числом положительных и отрицательных переходов характеристикой $W(j\bar{\omega})$ отрезка действительной оси от $-\infty$ до -1 (рис. 2.29, а) будет равна $m/2$, где m — число корней характеристического уравнения ПНЧ находящихся в правой полуплоскости плоскости корней.

В частном случае, когда $m = 0$, что соответствует устойчивой ПНЧ, замкнутая импульсная система будет устойчивой, если $W(j\bar{\omega})$ не охватывает точку с координатами $(-1, j0)$ (рис. 2.29, б).

Качество регулирования

Основными показателями качества регулирования в импульсных системах являются: максимальное значение $z[n, \varepsilon]_{\max}$, время достижения максимума $n_{\max}$ и длительность процесса регулирования n_p . Оценить эти показатели можно по графику $z[n, \varepsilon]$, построенному, например, по (2.103) при каком-либо типовом воздействии $f[n]$, например равном $1[n]$. Процесс этот достаточно трудоемкий. Поэтому в практических расчетах чаще всего отдают предпочтение косвенным оценкам качества регулирования.

Наиболее простой косвенной оценкой качества регулирования может служить степень устойчивости α , под которой понимается минимальное абсолютное значение отрицательной вещественной части корней характеристического уравнения (2.107). Геометрически (рис. 2.30) α определяется расстоянием от мнимой оси до прямой, проходящей через ближайшие к ней корни. Если степень устойчивости α определяется комплексным корнем, то она называется *колебательной*, если действительным — *апериодической*.

Степень устойчивости позволяет оценить быстрогу затухания переходного процесса: чем больше α , тем быстрее затухает переходный процесс, при этом длительность пере-

ходного процесса

$$n_p \approx 3/\alpha. \quad (2.116)$$

Для определения параметров системы, обеспечивающих заданную степень устойчивости α , произведем в характеристическом уравнении (2.107) замену переменной

$$q = \lambda - \alpha, \quad (2.117)$$

что соответствует переносу мнимой оси на рис. 2.30 влево на величину α . Назовем систему с характеристическим уравнением $G(\lambda) = 0$ преобразованной; она будет находиться на границе устойчивости, для определения которой можно использовать любой из рассмотренных выше критериев устойчивости.

Помимо α в качестве косвенной оценки переходного процесса можно использовать степень колебательности η , определяемую отношением мнимой части корня характеристического уравнения к его действительной части:

$$\eta = \omega/\alpha = \operatorname{tg} \psi. \quad (2.118)$$

Геометрически (рис. 2.31) степень колебательности определяет в левой полуплоскости плоскости корней q (пл. q) сектор, внутри которого лежат все корни характеристического уравнения (2.107).

Исследование систем с заданной степенью колебательности η может быть сведено к исследованию устойчивости некоторой преобразованной системы подстановкой

$$q = \lambda - \alpha = \lambda - \bar{\omega}/\eta. \quad (2.119)$$

Косвенными оценками качества регулирования могут служить так называемые суммарные оценки, которым в теории непрерывного регулирования соответствуют интегральные оценки. Наиболее простой оценкой является сумма ординат решетчатой функции $z[n, \varepsilon]$:

$$I_1 = \sum_{n=0}^{\infty} z[n, \varepsilon], \quad (2.120)$$

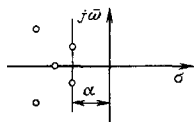


Рис. 2.30. К определению степени устойчивости

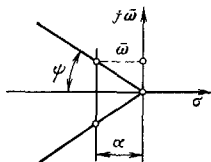


Рис. 2.31. К определению степени колебательности

где $z[n, \varepsilon]$ — разность установившегося и текущего значений регулируемой величины.

Если внешнее воздействие имеет вид единичного скачка, то I_1 можно вычислять, не находя решения $z[n, \varepsilon]$, по выражению

$$I_1 = [(d/de^s) K(q, \varepsilon)]_{s=0}. \quad (2.121)$$

Оценка I_1 пригодна лишь для монотонных процессов. Для немонотонных процессов применяют квадратичную суммарную оценку

$$I_2 = \sum_{n=0}^{\infty} z^2[n, \varepsilon] \quad (2.122)$$

или более сложные оценки, учитывающие квадрат первой или более высокой разностей.

2.4. НЕЛИНЕЙНЫЕ СИСТЕМЫ

Нелинейной называется система, для которой не выполняется принцип суперпозиции [25]; поведение такой системы описывается нелинейными дифференциальными уравнениями. На практике наиболее часто встречаются системы с безынерционными нелинейными звеньями. Оператором преобразования такого звена является функциональная зависимость между входной и выходной величинами, называемая статической характеристикой звена.

Нелинейным АСР присущи принципиально новые свойства в динамике, которые отсутствуют у линейных АСР. Обратим внимание на некоторые из них.

Во-первых, к нелинейным АСР, как указывалось выше, неприменим принцип суперпозиции. Во-вторых, качество переходных процессов в нелинейных АСР зависит от степени возмущения. На рис. 2.32 иллюстрируется характер переходных процессов в одной и той же нелинейной системе при различных возмущениях.

Отличительной особенностью нелинейных систем является возможность возникновения в них автоколебаний. На рис. 2.33, а

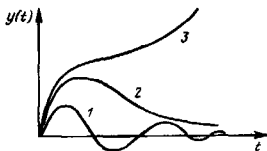


Рис. 2.32. Переходные процессы при различных возмущениях:

1 — колебательная устойчивость, 2 — аperiodическая устойчивость, 3 — неустойчивый процесс

показан случай, когда при любых возмущениях в системе устанавливаются незатухающие колебания постоянной амплитуды. Такие устойчивые колебания с постоянной амплитудой называются автоколебаниями. Автоколебания представляют собой новый вид установившегося режима, возможного при отсутствии внешних возмущений и характерного только для нелинейных систем. На рис. 2.33, б показан случай, когда амплитуда установившихся колебаний зависит от степени возмущения. На рис. 2.33, в показан случай, когда при малых возмущениях автоколебания устойчивые, а при больших возмущениях — неустойчивые.

Таким образом, при указанных особенностях нелинейных систем необходимо при рассмотрении их устойчивости оговаривать начальные условия и внешние воздействия. Поэтому для нелинейных систем надо говорить не об устойчивости вообще, а об устойчивости определенного их режима. В связи с этим при изучении нелинейных систем употребляют понятия устойчивости в малом, в большом и в целом.

Устойчивость в малом — это устойчивость при бесконечно малых отклонениях от исходного режима. Устойчивость в большом — это устойчивость при конечных отклонениях, возможных в данной системе по условиям ее работы. Устойчивость в целом — это устойчивость при отсутствии каких-либо ограничений на отклонения

Нелинейные характеристики

Большинство встречающихся на практике нелинейных статических характеристик

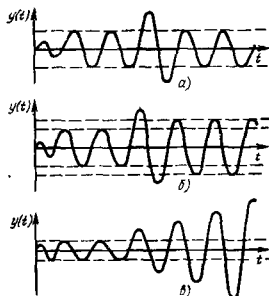


Рис. 2.33. Различные виды автоколебаний в нелинейных системах

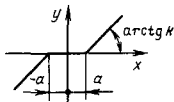


Рис. 2.34. Характеристика типа «нечувствительность»

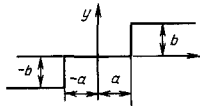


Рис. 2.37. Релейная характеристика с зоной нечувствительности

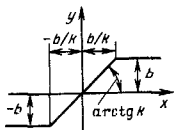


Рис. 2.35. Характеристика типа «ограничение»

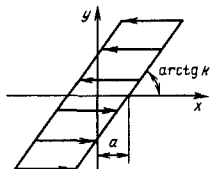


Рис. 2.38. Характеристика типа «люфт»

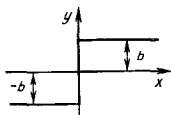


Рис. 2.36. Идеальная релейная характеристика

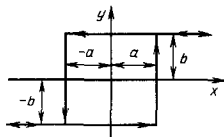


Рис. 2.39. Двухпозиционная релейная характеристика с зоной нечувствительности

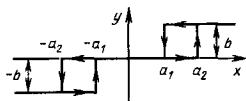


Рис. 2.40. Трехпозиционная релейная характеристика с зонами нечувствительности

$y=f(x)$ может быть сведено к типовым, рассмотренным ниже, и разделено на две группы: однозначные и неоднозначные. Однозначной статической характеристикой называется такая, вид которой не зависит от направления изменения входной величины x нелинейного звена. Вид неоднозначной статической характеристики зависит от направления изменения входной величины x : при увеличении x [$dx/dt > 0$] выходная величина y изменяется по одной зависимости от входной, при уменьшении x [$dx/dt < 0$] — по другой.

Однозначные нелинейные статические характеристики. При математическом описании однозначные нелинейные статические характеристики могут быть представлены в виде непрерывных и разрывных функций от x . Непрерывные нелинейные характеристики чаще всего определяются в виде полинома степени n для определенного диапазона изменения x :

$$y = a_0 x^n + a_1 x^{n-1} + \dots + a_n \text{ при } b < x < c, \quad (2.123)$$

где a_i — постоянные коэффициенты; b и c ($b < c$) — диапазон изменения x .

Разрывные характеристики могут быть сведены к различным комбинациям из четы-

рех приведенных ниже типовых характеристик:

нечувствительность (рис. 2.34):

$$\left. \begin{aligned} y &= 0 && \text{при } |x| < a; \\ y &= k(x-a) && \text{при } x > a; \\ y &= k(x+a) && \text{при } x < -a; \end{aligned} \right\} \quad (2.124)$$

ограничение (рис. 2.35):

$$\left. \begin{aligned} y &= kx && \text{при } |x| < b/k; \\ y &= b && \text{при } x > b/k; \\ y &= -b && \text{при } x < -b/k; \end{aligned} \right\} \quad (2.125)$$

идеальная релейная характеристика (рис. 2.36):

$$\left. \begin{aligned} y &= b & \text{при } x > 0; \\ y &= -b & \text{при } x < 0; \end{aligned} \right\} \quad (2.126)$$

релейная с зоной нечувствительности (рис. 2.37):

$$\left. \begin{aligned} y &= 0 & \text{при } |x| < a; \\ y &= b & \text{при } x > a; \\ y &= -b & \text{при } x < -a. \end{aligned} \right\} \quad (2.127)$$

Неоднозначные нелинейные статические характеристики. Наиболее распространенные типовые разрывные характеристики приведены ниже:

люфт (рис. 2.38):

$$\left. \begin{aligned} y &= k(x - a) & \text{при } dx/dt > 0; \\ y &= k(x + a) & \text{при } dx/dt < 0; \\ dy/dx &= 0 & \text{при } |y/k| > |x| < a; \end{aligned} \right\} \quad (2.128)$$

двухпозиционная релейная характеристика с зоной нечувствительности (рис. 2.39):

$$\left. \begin{aligned} y &= b & \text{при } x > a; \\ y &= -b & \text{при } x < a; \end{aligned} \right\} \text{если } dx/dt > 0; \quad \left. \begin{aligned} y &= b & \text{при } x > -a; \\ y &= -b & \text{при } x < -a. \end{aligned} \right\} \text{если } dx/dt < 0; \quad (2.129)$$

трехпозиционная релейная характеристика с зонами нечувствительности (рис. 2.40):

$$\left. \begin{aligned} y &= b & \text{при } x > a_2; \\ y &= -b & \text{при } x < -a_1; \\ y &= 0 & \text{при } -a_1 < x < a_2; \end{aligned} \right\} \text{если } dx/dt > 0; \quad \left. \begin{aligned} y &= b & \text{при } x > a_1; \\ y &= -b & \text{при } x < -a_2; \\ y &= 0 & \text{при } -a_2 < x < a_1; \end{aligned} \right\} \text{если } dx/dt < 0. \quad (2.130)$$

Линеаризация нелинейных характеристик

Разработанные в настоящее время точные методы исследования нелинейных АСР практические могут применяться для систем, описываемых нелинейными дифференциальными уравнениями невысокого порядка, и часто сложны для инженерного пользования. Поэтому в инженерной практике большое применение находят приближенные методы, основанные на замене действительных зависимостей между входной и выходной переменными приближенными линейными. При этом линеаризацию необходимо про-

изводить так, чтобы учесть хотя бы приближенно нелинейные свойства звеньев, т. е. чтобы для линеаризованных элементов не выполнялся принцип суперпозиции.

Линеаризация нелинейных характеристик путем разложения в ряд состоит в замене характеристики $y = f(x)$ приближенной линейной зависимостью, определяемой двумя первыми членами разложения характеристики в ряд Тейлора (1.20). Пусть характеристика $y = f(x)$ дифференцируема и входной сигнал $x(t)$ мало отличается от некоторого среднего значения x_0 , тогда зависимость $y = f(x)$ можно заменить приближенной

$$y = f(x_0) + f'(x_0)(x - x_0). \quad (2.131)$$

Замена нелинейной зависимости $y = f(x)$ линейной (2.131) геометрически представляет собой замену кривой $y = f(x)$, касательной к ней в точке x_0 .

Действующие в АСР внешние возмущения можно представить как стационарные случайные функции $x(t)$ с математическим ожиданием m_x и центрированной случайной составляющей $\dot{x}(t)$:

$$x(t) = m_x + \dot{x}(t). \quad (2.132)$$

В этом случае практически линеаризацию нелинейной характеристики целесообразно производить относительно центрированного входного случайного сигнала $\dot{x}(t)$, т. е. за центр разложения x_0 в (2.131) взять математическое ожидание m_x входного сигнала $x(t)$. В результате получается

$$y(t) \approx f(m_x) + f'(m_x)\dot{x}(t). \quad (2.133)$$

Таким образом, приближенная зависимость (2.133) линейна только относительно случайной составляющей $\dot{x}(t)$ входного сигнала и нелинейна относительно математического ожидания m_x , поэтому принцип суперпозиции здесь неприменим.

Гармоническая линеаризация. В целом ряде практических задач приходится рассматривать воздействие на линейное звено гармонических колебаний

$$x(t) = A \sin \omega t = A \sin \psi; \quad \psi = \omega t. \quad (2.134)$$

Выходной сигнал нелинейного звена также будет периодическим, но не гармоническим. В качестве примера на рис. 2.41 приведены графики сигналов $y(t)$ на выходе нелинейных звеньев с различными характеристиками.

Идея гармонической линеаризации состоит в том, что выходные периодические колебания $y(t)$ разлагают в ряд Фурье (1.29) и для дальнейших исследований ограничиваются рассмотрением лишь первых гармо-

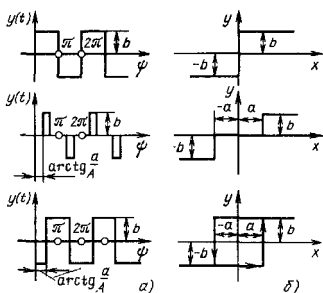


Рис. 2.41. Сигнал (а) на выходе нелинейного звена с характеристикой (б)

ник этого ряда. В этом случае нелинейная зависимость $y = f(x) = f(A \sin \psi)$ заменяется приближенной

$$y(t) = a_0 + a \sin \omega t + b \cos \omega t = a_0 + q_1 x + q_2 x^2 \omega, \quad (2.135)$$

где

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(A \sin \psi) d\psi; \quad (2.136)$$

$$q_1 = \frac{1}{\pi A} \int_0^{2\pi} f(A \sin \psi) \sin \psi d\psi; \quad (2.137)$$

$$q_2 = \frac{1}{\pi A} \int_0^{2\pi} f(A \sin \psi) \cos \psi d\psi. \quad (2.138)$$

Коэффициенты q_1 и q_2 называются гармоническими коэффициентами усиления нелинейного звена, они зависят от характеристики нелинейного элемента и от амплитуды A входного синусоидального сигнала, т. е. $q_1 = q_1(A)$, $q_2 = q_2(A)$. Для типовых нелинейных характеристик формулы для вычисления $q_1(A)$ и $q_2(A)$ приведены в табл. 2.3. Для нечетных характеристик $a_0 = 0$, для однозначных характеристик $q_2(A) = 0$. В дальнейшем рассматриваются нечетные нелинейные характеристики.

Выражение (2.135) при $a_0 = 0$ можно представить в виде

$$y(t) = cA \sin(\omega t + \theta), \quad (2.139)$$

где

$$c = \sqrt{q_1^2 + q_2^2}; \quad \theta = \arctg(q_2/q_1) \quad (2.140)$$

Часто удобно входной сигнал рассматривать в комплексной форме.

$$x(t) = Ae^{j\omega t}, \quad (2.141)$$

тогда первая гармоника выходного сигнала принимает вид

$$y(t) = cAe^{j(\omega t + \theta)}. \quad (2.142)$$

Введем понятие комплексного гармонического коэффициента усиления нелинейного звена

$$W_n(A) = ce^{j\theta}, \quad (2.143)$$

тогда

$$y(t) = W_n(A) x(t). \quad (2.144)$$

Используя (2.140), $W_n(A)$ можно представить в виде

$$W_n(A) = q_1(A) + jq_2(A). \quad (2.145)$$

Коэффициент $W_n(A)$ не зависит от частоты входных колебаний, а зависит от их амплитуды A , в этом в основном и состоит отличие нелинейного безынерционного звена от линейного инерционного

Статистическая линеаризация. Метод приближенной замены нелинейной характеристики эквивалентными в вероятностном смысле линейными зависимостями называется методом статистической линеаризации. В результате такой линеаризации нелинейная зависимость $y = f(x)$ заменяется приближенной

$$y(t) \approx k_0 m_x + k_1 \hat{x}(t), \quad (2.146)$$

где $m_x = \text{const}$ математическое ожидание стационарного случайного сигнала на входе нелинейного элемента; $\hat{x}(t)$ — центрированная случайная составляющая входного сигнала $x(t)$.

Предполагается, что выходной стационарный случайный сигнал может быть представлен в виде

$$y(t) = m_y + \hat{y}(t), \quad (2.147)$$

где m_y — математическое ожидание $y(t)$; $\hat{y}(t)$ — центрированная случайная составляющая $y(t)$.

Коэффициент

$$k_0 = m_y/m_x \quad (2.148)$$

называется статистическим коэффициентом усиления нелинейного звена по математическому ожиданию.

Коэффициент

$$k_1 = \pm \sigma_y / \sigma_x \quad (2.149)$$

Таблица 2.3. Коэффициенты гармонической линеаризации типовых нелинейных характеристик

Статическая характеристика	$q_1(A)$	$q_2(A)$
Нечувствительность (рис. 2.34)	$k - \frac{2k}{\pi} \left(\arcsin \frac{a}{A} + \frac{a}{A} \sqrt{1 - \frac{a^2}{A^2}} \right)$ при $ A > a $	0
Ограничение (рис. 2.35)	$\frac{2k}{\pi} \left(\arcsin \frac{b}{kA} + \frac{b}{kA} \sqrt{1 - \frac{b^2}{k^2 A^2}} \right)$ при $ A > \left \frac{b}{k} \right $	0
Идеальная релейная (рис. 2.36)	$\frac{4b}{\pi A}$	0
Релейная с зоной нечувствительности (рис. 2.37)	$\frac{4b}{\pi A} \sqrt{1 - \frac{a^2}{A^2}}$ при $ A > a $	0
Люфт (рис. 2.38)	$\frac{k}{\pi} \left[\frac{\pi}{2} + \arcsin \left(1 - \frac{2a}{A} \right) + 2 \left(1 - \frac{2a}{A} \right) \times \right.$ $\left. \times \sqrt{\frac{a}{A} \left(1 - \frac{a}{A} \right)} \right]$ при $ A > a $	$-\frac{4ka}{\pi A} \left(1 - \frac{a}{A} \right)$ при $ A > a $
Двухпозиционная релейная с зоной нечувствительности (рис. 2.39)	$\frac{4b}{\pi A} \sqrt{1 - \frac{a^2}{A^2}}$ при $ A > a $	$-\frac{4ab}{\pi A^2}$ при $ A > a $
Трехпозиционная релейная с зонами нечувствительности (рис. 2.40)	$\frac{2b}{\pi A} \left[\sqrt{1 - \frac{a_1^2}{A^2}} + \sqrt{1 - \frac{a_2^2}{A^2}} \right]$ при $ A > a_2 $	$-\frac{2a_2 b}{\pi A^2} \left(1 - \frac{a_1}{a_2} \right)$ при $ A > a_2 $

называется статистическим коэффициентом усиления нелинейного звена по централизованной случайной составляющей, где σ_y^2 и σ_x^2 дисперсии $y(t)$ и $x(t)$.

С учетом того что нелинейные звенья в АСР работают совместно с линейными, для которых законы преобразования случайных сигналов определяются не столько их дисперсиями, сколько корреляционными функциями, можно допустить при статистической линеаризации некоторую ошибку в дисперсии выходного сигнала с целью лучше приблизить его корреляционную функцию к истинной.

В этом случае k_1 предпочтительнее вычислять по выражению

$$k_1 = M[y\dot{x}]/\sigma_x^2, \quad (2.150)$$

где M — символ математического ожидания.

Если $\varphi(x)$ — одномерная функция плотности распределения вероятности $x(t)$, то

$$m_y = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(x) f(x) dx; \quad (2.151)$$

$$k_1^{(1)} = \pm \frac{1}{\sigma_x} \{f^2(x) \varphi(x) dx - m_y^2\}^{0.5}; \quad (2.152)$$

$$k_1^{(2)} = \frac{1}{\sigma_x^2} \int_{-\infty}^{\infty} (x - m_x) f(x) \varphi(x) dx; \quad (2.153)$$

здесь (1) и (2) у k_1 относятся к первому (2.149) и второму (2.150) способам вычисления k_1 .

Расчеты показывают, что при выборе k_1 по первому и второму способам в корреляционной функции выходного сигнала получаются односторонние ошибки разных знаков, поэтому в качестве k_1 целесообразно использовать

$$k_1 = [k_1^{(1)} + k_1^{(2)}]/2. \quad (2.154)$$

Совместная гармоническая и статистическая линеаризация. Часто входной сигнал $z(t)$ нелинейного звена представляют суммой синусоидального сигнала и случайной функции $x(t)$:

$$z(t) = A \sin \omega t + x(t) = A \sin \omega t + m_x + \dot{x}(t). \quad (2.155)$$

В этом случае применяют совместную гармоническую и статистическую линеаризацию, т. е. заменяют характеристику нелинейного звена $y(t) = f[z(t)]$ приближенной

$$y(t) \approx f_0 + \eta_1 A \sin \omega t + \eta_2 A \cos \omega t + \eta \dot{x}(t), \quad (2.156)$$

линейной относительно синусоидальной и центрированной случайных составляющих входного сигнала.

При нечетной характеристике $y = f(z)$

$$f_0 = \eta_0 m_x. \quad (2.157)$$

Значения η_0 , η_1 , η_2 и η можно определить различными способами из условия правильного учета передачи нелинейным звеном полезного сигнала, первой гармоники и уровня флуктуации входного сигнала.

Предположим, что m_x и σ_x^2 изменяются достаточно медленно и их можно считать постоянными хотя бы в пределах одного периода синусоидального колебания входного сигнала. Изложенным выше способом проведем статистическую линеаризацию, в результате которой получим

$$y(t) \approx f_0^* + k_1 \dot{x}(t). \quad (2.158)$$

Из-за наличия периодической составляющей в математическом ожидании входного сигнала значения f_0^* и k_1 оказываются периодическими функциями времени, следовательно, к ним можно применить гармоническую линеаризацию

$$f_0^* = f_0^*(m_x + A \sin \omega t, \sigma_x) \approx f_0(A, m_x, \sigma_x) + \eta_1(A, m_x, \sigma_x) A \sin \omega t + \eta_2(A, m_x, \sigma_x) A \cos \omega t, \quad (2.159)$$

где

$$f_0(A, m_x, \sigma_x) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f_0^*(m_x + A \sin \psi, \sigma_x) d\psi; \quad (2.160)$$

$$\eta_1(A, m_x, \sigma_x) = \frac{1}{\pi A} \int_0^{2\pi} f_0^*(m_x + A \sin \psi, \sigma_x) \sin \psi d\psi; \quad (2.161)$$

$$\eta_2(A, m_x, \sigma_x) = \frac{1}{\pi A} \int_0^{2\pi} f_0^*(m_x + A \sin \psi, \sigma_x) \cos \psi d\psi; \quad (2.162)$$

$$k_1 = \eta(A, m_x, \sigma_x) \approx \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} k_1(m_x + A \sin \psi, \sigma_x) d\psi; \quad (2.163)$$

$$\psi = \omega t.$$

Если известна $\varphi(x)$ — одномерная функция плотности распределения вероятности, то на основании предыдущего раздела о статистической линеаризации имеем

$$f_0^* = \int_{-\infty}^{\infty} f(x + A \sin \psi) \varphi(x) dx, \quad (2.164)$$

$$k_1 = \frac{1}{2} [k_1^{(1)} + k_1^{(2)}] = \frac{1}{2} \left\{ \pm \sigma_x^{-1} \left[\int_{-\infty}^{\infty} f^2(m_x + A \sin \psi) \varphi(x) dx - (f_0^*)^2 \right]^{0.5} + \frac{1}{\sigma_x^2} \int_{-\infty}^{\infty} (x - m_x) f(x + A \sin \psi) \varphi(x) dx \right\}. \quad (2.165)$$

Исследование систем

Метод гармонического баланса позволяет оценить устойчивость нелинейных систем, определить амплитуду и частоту автоколебаний, а также выбрать корректирующие цепи, обеспечивающие заданные характеристики нелинейных систем. Возможность применения этого метода к стационарным системам определяется близостью периодической движения системы к гармоническому. Это условие обычно удовлетворяется, когда линейные части системы являются фильмами низких

частот, т. е. хорошо отфильтровывают высокие гармоники.

Предположим, что нелинейная система состоит из линейной части с комплексной частотной функцией $W_n(j\omega)$ и нелинейного безынерционного звена с комплексным гармоническим коэффициентом усиления $M_n(A)$. Пусть в этой системе возникли автоколебания с частотой ω_a и амплитудой A_a , тогда согласно критерию Найквиста

$$W_n(j\omega) W_n(A) = -1, \quad (2.166)$$

или, обозначив

$$M_n(A) = W_n^{-1}(A), \quad (2.167)$$

условия возникновения автоколебаний запишем в виде

$$W_n(j\omega) = -M_n(A). \quad (2.168)$$

Для определения частоты ω_a и амплитуды A_a автоколебаний решение (2.168) удобно проводить графически. Для этого построим (рис. 2.42, а) в комплексной плоскости $W_n(j\omega)$ и $-M_n(A)$. Если они пересекаются, то в системе возможны автоколебания, если не пересекаются, то автоколебания невозможны. Параметры автоколебаний ω_a и A_a определяются точкой пересечения $W_n(j\omega)$ и $-M_n(A)$: ω_a по $W_n(j\omega)$ и A_a по $-M_n(A)$.

Если $W_n(j\omega)$ и $-M_n(A)$ пересекаются в нескольких точках (рис. 2.42, б), то это свидетельствует о том, что в системе возможны автоколебания с различными параметрами (ω и A).

Определение устойчивости автоколебаний производится по следующему правилу: если $W_n(j\omega)$ при изменении ω от 0 до ∞ охватывает часть $-M_n(A)$, соответствующую увеличению амплитуды, то автоколебания неустойчивые, в противном случае — устойчивые.

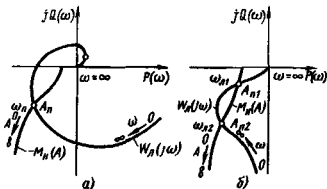


Рис. 2.42. Графический метод определения параметров автоколебаний в нелинейной системе

Руководствуясь этим правилом, можно заключить, что из трех автоколебаний на рис. 2.42, а и б устойчивым будет только автоколебание в первой точке на рис. 2.42, б с параметрами ω_{a1} и A_{a1} .

Метод статистической линеаризации. Рассмотрим нелинейную систему, изображенную на рис. 2.43, где φ — нелинейное звено с характеристикой

$$z = \varphi(y), \quad (2.169)$$

$W(p)$ — передаточная функция линейной части системы.

На вход АСР поступает стационарный случайный процесс $x(t)$ с математическим ожиданием m_x и дисперсией σ_x^2 . Необходимо определить характеристики выходного сигнала $y(t)$: математическое ожидание m_y и дисперсию σ_y^2 .

Произведем статистическую линеаризацию нелинейной характеристики (2.169), используя формулу (2.146):

$$z(t) = k_0 m_y + k_1 \hat{y}(t), \quad (2.170)$$

где коэффициенты k_0 и k_1 в общем случае являются известными функциями пока неизвестных величин m_y и σ_y :

$$k_0 = k_0(m_y, \sigma_y); \quad k_1 = k_1(m_y, \sigma_y). \quad (2.171)$$

Таким образом, в результате статистической линеаризации нелинейное звено заменяется безынерционным усилителем с различными коэффициентами усиления полезного сигнала m_y и помехи $\hat{y}(t)$. Передаточные функции линеаризованной системы для полезного сигнала и помехи имеют вид

$$\Phi_y^{(0)}(p) = W(p)/[1 + k_0 W(p)]; \quad (2.172)$$

$$\Phi_y^{(1)}(p) = W(p)/[1 + k_1 W(p)]. \quad (2.173)$$

С использованием (2.172) при $m_x = \text{const}$ $m_y = m_x W(0)/[1 + k_0(m_y, \sigma_y) W(0)]$. (2.174)

Уравнение (2.174) содержит две неизвестные величины (m_y и σ_y) и поэтому может быть решено только совместно с уравнением, определяющим дисперсию выходной величины,

$$\sigma_y^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_x(\omega) \left| \frac{W(j\omega)}{1 + k_1(m_y, \sigma_y) W(j\omega)} \right|^2 d\omega, \quad (2.175)$$

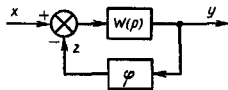


Рис. 2.43. Нелинейная АСР

где $S_n(\omega)$ — спектральная плотность $\dot{x}(t)$.

Уравнения (2.174) и (2.175) могут быть решены совместно методом последовательных приближений. Для этого необходимо задать исходные приближенные значения k_0 и k_1 и вычислить в первом приближении m_y и σ_y по (2.174) и (2.175). После этого можно уточнить значения k_0 и k_1 и вычислить m_y и σ_y во втором приближении и т.д.

Уравнения (2.174) и (2.175) можно решить графическим методом. Для этого заменим (2.174) равноценной системой уравнений

$$\eta = m_y; \quad (2.176)$$

$$\eta = m_x W(0) / [1 + k_0(m_y, \sigma_y) W(0)] \quad (2.177)$$

Уравнению (2.176) соответствует биссектриса координатного угла на рис. 2.44, а в координатах m_y — η ; в этих же координатах уравнению (2.177) соответствует семейство кривых с параметром σ_y . Построив кривые, соответствующие уравнению (2.177) для ряда значений σ_y , и определив точки пересечения их с прямой (2.176), найдем значения m_{y1} , соответствующие выбранным значениям σ_{y1} . После этого по найденным точкам построим кривую 1 (рис. 2.44, б) в координатах m_y — σ_y . В этих же координатах построим кривую 2 по уравнению (2.175). Точка А пересечения кривых 1 и 2 дает искомое решение.

Изложенный метод применим только к системам, где невозможны автоколебания, так как только при их отсутствии m_y может быть постоянной величиной при постоянном m_x . Поэтому прежде чем применять изложенный метод, необходимо исследовать систему на возможность возникновения в ней автоколебаний, что можно сделать методом гармонического баланса. Если исследование покажет, что в системе возможны устойчивые автоколебания, то для определения ее точности необходимо применять метод совместной статистической и гармонической линеаризации.

Метод фазовых траекторий. Состояние динамической системы, описываемое диффе-

ренциальными уравнениями n -го порядка, в каждый момент времени определяется значениями регулируемой величины и $(n - 1)$ ее производных. Это дает возможность представить в некотором n -мерном пространстве состояние системы в каждый момент времени отдельной точкой — так называемой *изображающей точкой*. Процесс изменения состояния системы представляется как некоторое движение изображающей точки, процесс — как ее траектория, так называемая *фазовая траектория*. Совокупность фазовых траекторий составляет *фазовую картину системы* (фазовый портрет системы).

Для практических расчетов пользование многомерным фазовым пространством связано с определенными трудностями, поэтому при анализе нелинейных систем обычно ограничиваются двухмерной фазовой плоскостью. В этом случае по оси абсцисс откладывают значение регулируемой величины y (ее отклонение от установившегося состояния), а по оси ординат — значение $z = dy/dt$.

Состояние АСР, описываемое уравнением не выше второго порядка, в каждый момент времени определяется значениями y и z и может быть охарактеризовано положением точки M на фазовой плоскости (рис. 2.45). В переходном процессе значения y и z будут изменяться и, следовательно, изображающая точка M будет занимать различные положения на фазовой плоскости. По траектории этой точки можно судить о характере переходного процесса.

Если y — отклонение регулируемого параметра от установившегося значения, то для устойчивых систем в установившемся состоянии $y = 0$ и $z = 0$, следовательно, фазовые траектории устойчивой АСР при $t \rightarrow \infty$ должны стремиться к началу координат, а фазовые траектории неустойчивой АСР при $t \rightarrow \infty$ должны удаляться от начала координат. Точки фазовой плоскости, где сходятся (или откуда расходятся) фазовые траектории, называются *особыми точками*.

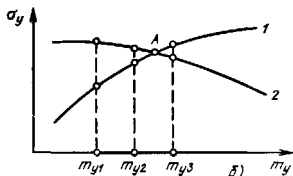
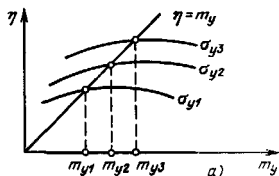


Рис. 2.44 Графическое решение уравнений (2.174) и (2.175)

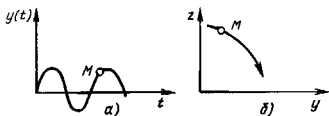


Рис. 2.45 Характеристики состояния динамической системы:
а — во временной области; б — на фазовой плоскости

В параметрической форме фазовые траектории описываются системой уравнений

$$\begin{cases} dy/dt = P(y, z); \\ dz/dt = Q(y, z); \end{cases} \quad (2.178)$$

где $P(y, z)$ и $Q(y, z)$ — нелинейные функции y и z .

Разделив второе уравнение системы (2.178) на первое, получим дифференциальное уравнение фазовой траектории

$$dz/dy = Q(y, z)/P(y, z) = H(y, z). \quad (2.179)$$

Разделив переменные и проинтегрировав (2.179), получим выражения для семейства фазовых траекторий. Для определения устойчивости АСР следует рассматривать поведение фазовых траекторий в окрестностях особых точек (в данном случае — в окрестности начала координат). Для этой цели линеаризуем систему уравнений (2.178), т. е. разложим их в ряд Маклорена, и ограничимся двумя первыми членами, в результате получим

$$dy/dt = ay + bz; \quad (2.180)$$

$$dz/dt = cy + dz, \quad (2.181)$$

где $a = \partial P/\partial y$; $b = \partial P/\partial z$; $c = \partial Q/\partial y$; $d = \partial Q/\partial z$ при $y = z = 0$.

Решив (2.180) и (2.181) относительно y , получим линеаризованное уравнение движения системы в окрестностях особой точки:

$$y'' - (a + d)y' + (ad - bc)y = 0. \quad (2.182)$$

Поведение системы в окрестностях особой точки определяется корнями характеристического уравнения

$$p^2 - (a + d)p + (ad - bc) = 0 \quad (2.183)$$

Например, если корни уравнения мнимые, т. е. $p_{1,2} = \pm j\omega$, то

$$y(t) = A \cos \omega t; \quad (2.184)$$

$$z(t) = y'(t) = -A\omega \sin \omega t. \quad (2.185)$$

Возведя в квадрат (2.184) и (2.185) и сложив, получим уравнение фазовых траекторий в виде

$$y^2/A^2 + z^2/A^2\omega^2 = 1. \quad (2.186)$$

Это — уравнение эллипса. Переходный процесс и фазовая траектория для этого случая изображены на рис. 2.46. Особой точкой, которая носит название *центр*, здесь является начало координат.

Отметим, что незатухающим колебаниям $y(t)$ (автоколебаниям) на фазовой плоскости соответствуют фазовые траектории в виде эллипсов; другими словами, наличие замкнутых фазовых траекторий на фазовой плоскости свидетельствует о возможности возникновения автоколебаний в АСР.

Различные случаи особых точек, их названия, соответствующие им переходные процессы и фазовые траектории приведены в табл. 2.4, где 1—3 — различные переходные процессы и соответствующие им фазовые траектории на фазовой плоскости.

Приведенные в табл. 2.4 фазовые траектории справедливы только для определенной области $y - z$, в которой допустима линеаризация системы уравнений (2.178). За пределами этой области в силу существенного отхода от линейных соотношений в исходных временных уравнениях фазовые траектории будут иметь качественно иной характер. Для тех нелинейных АСР, у которых статические характеристики нелинейных звеньев могут быть разбиты на линейные участки [см. (2.124)–(2.130)], можно построить фазовые траектории отдельно для каждого линейного участка, а затем соединить (припасовать) их друг с другом.

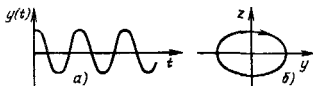


Рис. 2.46. Переходный процесс (а) и фазовая траектория (б) для автоколебаний

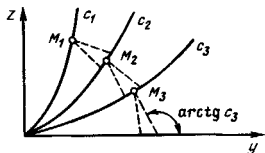
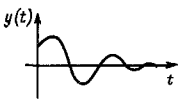
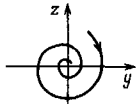
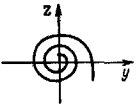
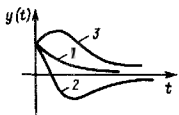
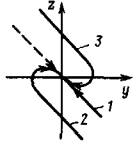
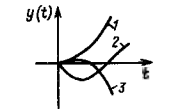
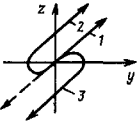
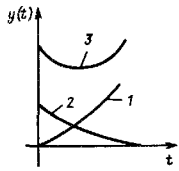
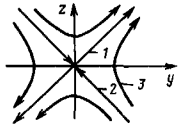


Рис. 2.47. Построение фазовых траекторий методом изоклин

Таблица 2.4. Особые точки

Название	Переходный процесс	Фазовые траектории
Устойчивый фокус		
Неустойчивый фокус		
Устойчивый узел		
Неустойчивый узел		
Седло		

Построение фазовых траекторий нелинейных АСР можно выполнить также методом изоклин с использованием уравнения (2.179). Для этого сначала на фазовой плоскости строят линии, соответствующие алгебраическому уравнению

$$H(y, z) = c = \text{const.} \quad (2.187)$$

Каждому значению c (рис. 2.47) соответствует своя линия, называемая изоклиной. Изоклина — это геометрическое место точек с одинаковым наклоном фазовых траекторий, проходящих через эти точки, т. е. для точек изоклины

$$dz/dy = c = \text{const.} \quad (2.188)$$

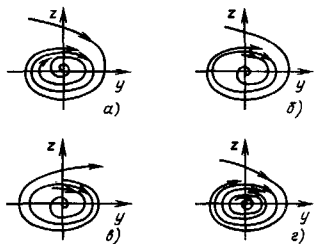


Рис. 2.48 Разновидности предельных циклов: а — устойчивый; б — полуустойчивый; в — неустойчивый, г — два предельных цикла

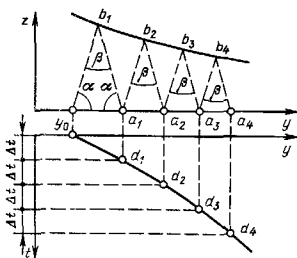


Рис. 2.49. Построение переходного процесса по фазовой траектории

Используя свойство изоклин (2.188), фазовые траектории строят в следующем порядке. Берут произвольную точку M_1 на изоклине c_1 и из нее проводят две прямые до пересечения с изоклиной c_2 . Первую прямую проводят под углом $\arctg c_1$, соответствующим углу наклона фазовых траекторий в точках изоклины c_1 . Вторую прямую проводят под углом $\arctg c_2$, соответствующим углу наклона фазовых траекторий в точках изоклины c_2 . Точка M_2 на изоклине c_2 находится как середина пересечения изоклины c_2 с обеими прямыми. Далее аналогичным образом из точки M_2 проводят две прямые с углами наклона $\arctg c_2$ и $\arctg c_3$ до пересечения с изоклиной c_3 , на которой находят точку M_3 . Поступая аналогичным образом, находят ряд точек M_i , соединив которые, получают фазовую траекторию АСР.

Отличительной особенностью фазовых портретов нелинейных АСР является наличие в них замкнутых фазовых траекторий, называемых *предельными циклами*, которым соответствуют автоколебания. Предельные циклы бывают устойчивыми, полуустойчивыми и неустойчивыми.

Устойчивый предельный цикл соответствует устойчивым автоколебаниям, он характеризуется тем, что фазовые траектории накручиваются на него с обеих сторон (рис. 2.48, а). **Полуустойчивый предельный цикл** характеризуется тем, что фазовые траектории накручиваются на него с одной стороны и скручиваются с другой (рис. 2.48, б). Для **неустойчивого предельного цикла** фазовые траектории скручиваются с него с обеих

сторон (рис. 2.48, в). Фазовый портрет нелинейных АСР может иметь несколько предельных циклов (рис. 2.48, г).

Фазовый портрет нелинейных АСР, описываемых дифференциальными уравнениями выше второго порядка, дает полное представление о динамике нелинейной системы при детерминированных воздействиях, включая точность, устойчивость и качество регулирования.

По фазовой траектории можно построить переходный процесс. Для этого поступают следующим образом (рис. 2.49):

- вычерчивают фазовую траекторию;
- выбирают временной шаг Δt построения $y(t) = y(n\Delta t)$, где n — целое число;
- определяют угол $\beta = 2 \arctg(\Delta t/2)$;
- из точки $y(t) = y_0$, определяемой начальными условиями, проводят прямую под углом $\alpha = 90^\circ - \beta$ до пересечения с фазовой траекторией в точке b_1 ;
- из точки b_1 проводят прямую под углом β до пересечения с осью y в точке a_1 ;
- точку a_1 проецируют в плоскости $y(t)$ в точку d_1 ;
- из точки a_1 проводят прямую под углом $\alpha = 90^\circ - \beta$ до пересечения с фазовой траекторией в точке b_2 ;
- из точки b_2 проводят прямую под углом β до пересечения с осью y в точке a_2 ;
- точку a_2 проецируют в плоскости $y(t)$ в точку d_2 , поступая аналогичным образом, находят точки d_i искомой $y(t)$.

По построенному таким образом переходному процессу $y(t)$ можно достаточно объективно оценить качество регулирования в нелинейной АСР при различных начальных условиях.

СТРУКТУРА АВТОМАТИЧЕСКИХ РЕГУЛЯТОРОВ

3.1. КЛАССИФИКАЦИЯ
АВТОМАТИЧЕСКИХ РЕГУЛЯТОРОВ

Автоматический регулятор — это средство автоматизации, получающее, усиливающее и преобразующее сигнал отклонения регулируемой величины и целенаправленно воздействующее на объект регулирования, он обеспечивает поддержание заданного значения регулируемой величины или изменение ее значения по заданному закону.

Автоматические регуляторы классифицируются в зависимости от назначения, принципа действия, конструктивных особенностей, вида используемой энергии и др.

По виду регулируемого параметра автоматические регуляторы подразделяются на регуляторы температуры, давления, разрежения, расхода, уровня, состава и содержания вещества и т.п.

По конструктивным признакам автоматические регуляторы подразделяются на аппаратные, приборные, агрегатные и модульные (элементные).

Регуляторы аппаратного типа конструктивно представляют собой техническое устройство, работающее в комплексе с первичным измерительным преобразователем. Аппаратные автоматические регуляторы работают независимо (параллельно) от средств измерения данного технологического параметра.

Регуляторы приборного типа работают только в комплексе с вторичным измерительным прибором. Приборные регуляторы не имеют непосредственной связи с первичным измерительным преобразователем.

Сигнал об отклонении регулируемой величины от заданного значения $\varepsilon(t)$ поступает на вход приборного регулятора от вторичного измерительного прибора. Для того измерительный прибор имеет задающее устройство, на котором вручную устанавливается требуемое заданное значение регулируемой величины. Заданное значение $q(t)$ в приборе сравнивается с действительным значением $x(t)$ регулируемой величины, определяемым положением подвижной измерительной системы прибора, и разность $\varepsilon(t) =$

$-q(t) - x(t)$ подается на вход регулятора.

В ряде случаев и само регулирующее устройство приборного типа размещается в одном корпусе с вторичным измерительным прибором.

Таким образом, регуляторы приборного типа включаются последовательно с вторичным измерительным прибором.

Достоинством регуляторов приборного типа является то, что в этом случае не требуется установка дополнительных первичных измерительных преобразователей и прокладка линий связи от них до регуляторов, их недостаток — более низкие динамические свойства и надежность по сравнению с аналогичными параметрами регуляторов аппаратного типа.

Автоматические регуляторы, построенные по агрегатному (блочному) принципу, состоят из отдельных унифицированных блоков, выполняющих определенные функции. Входные и выходные сигналы этих блоков унифицированы. Это позволяет из блоков проектировать автоматические регуляторы различного функционального назначения.

Автоматические регуляторы, построенные по модульному (элементному) принципу, состоят из отдельных модулей (элементов), выполняющих простейшие операции. Входные и выходные сигналы модулей унифицированы. Это позволяет, как и в случае использования агрегатных регуляторов, собирать автоматические регуляторы различного функционального назначения.

В зависимости от источника используемой энергии автоматические регуляторы подразделяются на регуляторы прямого и непрямого действия.

В регуляторах прямого действия одновременно с измерением регулируемой величины от объекта регулирования отбирается часть энергии, которая используется для работы регулятора и воздействия на его исполнительный механизм — регулирующий орган объекта регулирования. Таким образом, к автоматической системе «объект — регулятор» энергия извне не подводится.

В автоматических регуляторах непрямого действия для работы регулятора и воз-

действия на его исполнительный механизм подводится энергия извне.

В зависимости от вида используемой энергии регуляторы непрямого действия подразделяются на *электрические* (электро-механические, электронные), *пневматические*, *гидравлические* и *комбинированные* (электропневматические, электрогидравлические и т. д.).

Выбор регулятора по виду используемой энергии определяется характером объекта регулирования и особенностями автоматической системы.

Электрические автоматические регуляторы применяются главным образом для регулирования на невзрывоопасных объектах при больших расстояниях от пункта управления до объекта регулирования.

Электрические регуляторы (особенно электронные) являются сложной аппаратурой и требуют высокой квалификации эксплуатационного и наладочного персонала, а также оснащения эксплуатационных служб дорогостоящими испытательными средствами.

Пневматические автоматические регуляторы применяются во взрыво- и пожароопасных зонах при небольших расстояниях (до 400 м) от пункта управления до объекта регулирования.

Достоинствами пневматических регуляторов являются относительная простота всех элементов регулятора, простота в обслуживании и наладке, взрыво- и пожаробезопасность.

Недостатками пневматических регуляторов являются необходимость в специальном источнике питания систем пневмоавтоматики сжатым воздухом, высокие требования к очистке воздуха от пыли, влаги, масла и т. д., большая инерционность элементов пневмоавтоматики и линий связи по сравнению с инерционностью электрических регуляторов.

Гидравлические регуляторы применяются во взрыво- и пожароопасных зонах, как правило, при непосредственном размещении элементов регулятора в зоне объекта регулирования.

Гидравлические регуляторы надежны в работе, их исполнительные механизмы при небольших размерах развивают большие перестановочные усилия.

Недостатками гидравлических регуляторов являются необходимость в специальном источнике питания регулятора рабочей жидкостью (в большинстве случаев - маслом), ограниченность радиуса действия, требование полной герметизации всех элементов регулятора и линий связи, трудность

реализации сложных законов регулирования.

Комбинированные регуляторы применяются в случаях, когда необходимо использовать отдельные преимущества электро-, пневмо- или гидрорегуляторов.

Например, если требуется разработать автоматическую систему регулирования взрывоопасным объектом при большом удалении пункта управления от объекта, то можно применить электропневматический принцип регулирования. Первичный измерительный преобразователь, исполнительный механизм и линии связи в пределах взрывоопасных зон выполняют пневматическими, а элементы регулятора на пункте управления и линии связи до объекта управления выполняют электрическими.

Сопряжение электрических линий связи с пневматическими осуществляют на границах взрывоопасных зон с помощью специальной преобразующей пневмоэлектрической и электропневматической аппаратуры. Так, пневматический сигнал от первичного измерительного преобразователя с помощью пневмоэлектропреобразователя преобразуется в эквивалентный электрический сигнал, который передается по электрическим линиям связи на электрические элементы регулятора в пункт управления, а электрический сигнал от пункта управления с помощью электропневмопреобразователя преобразуется в эквивалентный пневматический сигнал, который по пневматическим линиям связи поступает на пневматический исполнительный механизм регулятора.

По характеру изменения регулирующей воздействия автоматические регуляторы подразделяются на регуляторы с *линейным* и *нелинейным* законами регулирования.

Примером регуляторов с нелинейным законом регулирования могут служить позиционные, и в частности двух- и трехпозиционные, регуляторы.

3.2. ТИПОВЫЕ ЗАКОНЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ

Пропорциональные регуляторы

Степень приближения точки пересечения КЧХ разомкнутой системы отрицательной полуоси к точке $(-1, j0)$ определяет запас устойчивости по модулю s замкнутой автоматической системы регулирования (см. рис. 2.14).

При приближении КЧХ к точке $B(-1, j0)$, рис. 3.1) увеличивается колебательность в замкнутой системе; при пересечении этой точки запас устойчивости $s=0$ и в замкнутой системе будут иметь место незатухаю-

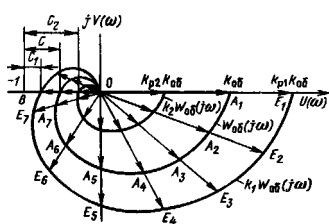


Рис. 3.1. Характер изменения КЧХ разомкнутой системы при изменении ее коэффициента передачи

шие колебания; при охвате КЧХ точки B замкнутая система будет неустойчивой.

Так как модуль вектора КЧХ системы определяется коэффициентом передачи (усиления) разомкнутой системы на данной частоте, то степень приближения КЧХ разомкнутой системы можно регулировать путем изменения ее коэффициента передачи k .

В соответствии с (2.3) КЧХ разомкнутой системы (рис. 3.2, а) определяется выражением

$$W(j\omega) = W_p(j\omega) W_{0\delta}(j\omega), \quad (3.1)$$

где $W_p(j\omega)$ — КЧХ регулятора; $W_{0\delta}(j\omega)$ — КЧХ объекта.

Из (3.1) следует, что коэффициент передачи разомкнутой системы можно изменять с помощью автоматического регулятора, если его комплексная частотная характеристика будет иметь вид

$$W_p(j\omega) = k_p, \quad (3.2)$$

где k_p — коэффициент передачи регулятора, являющийся его параметром настройки.

Рассмотрим более подробно, что понимается под термином «параметр настройки» регулятора.

Из критерия устойчивости Рауса — Гурвица следует, что постоянные коэффициенты дифференциального уравнения звена, системы или устройства в значительной мере определяют их динамические свойства.

В связи с этим в автоматических регуляторах предусматривается возможность изменения некоторых коэффициентов его дифференциального уравнения, называемых параметрами настройки регуляторов.

Таковыми параметрами настройки являются «коэффициент передачи регулятора k_p », «постоянная времени предвращения $T_{пв}$ », «постоянная времени изохрома $T_{из}$ », «постоянная времени дифференцирования $T_{д}$ », «постоянная времени интегрирования $T_{и}$ ».

Изменяя значения этих параметров настройки регулятора, тем самым изменяют его динамические характеристики с целью обеспечения требуемого качества работы автоматической системы регулирования в целом.

Значения параметров настройки регулятора, при которых достигается наилучшее качество работы системы, называются оптимальными.

Для изменения параметров настройки в регуляторах имеются органы настройки (управления) в виде ручек, переключателей и подобных элементов со шкалами положений органов настройки и оцифрованными значениями параметров настройки в этих положениях.

Следует отметить, что значительная часть регуляторов выпускается заводами-изготовителями с неоцифрованными шкалами положений органов настройки.

В этом случае при выполнении наладочных работ на технологическом объекте предварительно в лабораторных условиях

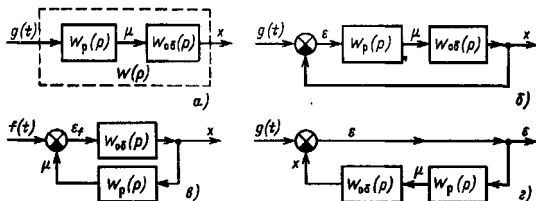


Рис. 3.2. Структурные схемы АСР:

а — разомкнутой системы по каналу заданного воздействия; б — то же, но замкнутой системы; в — замкнутой системы, но по каналу возмущающего воздействия; г — замкнутой системы, но по каналу ошибки регулирования

следует провести оцифровку шкал органов настройки регулятора.

Кроме органов настройки, непосредственно изменяющих коэффициент дифференциального уравнения регулятора, регуляторы, как правило, имеют также органы настройки, косвенно влияющие на эти коэффициенты и изменяющие параметры статических характеристик регулятора или режимы его работы, например органы настройки, изменяющие чувствительность регулятора, демпфирование входного сигнала, длительность импульсов при релейно-импульсном способе формирования закона регулирования и т. п.

Параметры регулятора, зависящие от положения этих органов настройки, также называются параметрами настройки регулятора. В качестве примера таких параметров настройки регулятора можно назвать «чувствительность регулятора $\Delta_{нч}$ », «постоянную времени демпфирования $T_{дф}$ », «длительность импульсов $\Delta t_{имп}$ » и т. д.

Регулятор вида (3.2) имеет один параметр настройки «коэффициент передачи k_p ».

С учетом (3.2) КЧХ разомкнутой системы (3.1) запишется в виде

$$W(j\omega) = k_p W_{об}(j\omega). \quad (3.3)$$

Из (3.3) следует, что при подключении к объекту такого регулятора КЧХ объекта увеличиваются на каждой частоте пропорционально в k_p раз. Пропорциональные регуляторы сокращенно называют П-регуляторами.

В динамическом отношении П-регулятор является усилительным звеном (см. § 2.2). Передаточная функция П-регулятора

$$W_{П}(p) = k_p. \quad (3.4)$$

На рис. 3.1 приведены КЧХ разомкнутых систем с П-регулятором. При $k_p = 1$ КЧХ разомкнутой системы совпадает с КЧХ объекта регулирования. При $k_p > 1$ КЧХ разомкнутой устойчивой системы приближается к точке $B(-1, 0)$, при $k_p < 1$ КЧХ отходит от этой точки.

На рис. 3.1 в качестве примера изображены две КЧХ разомкнутой системы: при $k_p = k_{p1} = 1,5$ и при $k_p = k_{p2} = 0,5$.

В соответствии с (3.3) на рис. 3.1, например, вектор OE_2 КЧХ разомкнутой системы равен $OE_2 = k_p OA_2 = 1,5OA_2$, где OA_2 — вектор КЧХ объекта.

Переходные процессы в П-регуляторе описываются выражением

$$\mu = k_p \varepsilon, \quad (3.5)$$

где ε — входное воздействие на регулятор,

равное отклонению регулируемой величины от заданного значения; μ — воздействие регулятора на объект, направленное на ликвидацию отклонения регулируемой величины от заданного значения.

При настройке П-регулятора следует иметь в виду, что чрезмерное увеличение запаса устойчивости с ухудшает качество регулирования, так как при этом затягивается переходный процесс в системе [увеличивается время регулирования (см. § 2.2)], увеличиваются динамическая ошибка и установившаяся ошибка регулирования по каналу как задающего, так и возмущающего воздействия.

С учетом этого для системы с П-регулятором имеется определенное оптимальное значение коэффициента его передачи k_p , которое и следует выбирать при настройке системы.

Интегральные регуляторы

Передающая функция замкнутой АСР по каналу регулирующего воздействия (рис. 3.2, б)

$$\Phi_p(p) = W_p(p) W_{об}(p) / [1 + W_p(p) W_{об}(p)]. \quad (3.6)$$

По каналу возмущающего воздействия (рис. 3.2, в) со стороны регулирующего органа

$$\Phi_r(p) = W_p(p) / [1 + W_p(p) W_{об}(p)]. \quad (3.7)$$

По (3.6) и (3.7) можно установить, что при статических объектах и регуляторе АСР будет статической по каналу как задающего, так и возмущающего воздействия. При астатическом объекте система будет астатической по каналу задающего воздействия и статической по каналу возмущающего воздействия.

Таким образом, АСР с П-регулятором всегда имеет установившуюся ошибку регулирования по каналу возмущающего воздействия, а при статическом объекте — и по каналу задающего воздействия.

Хотя, как указывалось выше, путем выбора оптимального значения коэффициента передачи П-регулятора можно существенно уменьшить установившуюся ошибку регулирования, ее полная ликвидация в системе с П-регулятором даже теоретически невозможна.

Структурная схема замкнутой системы по каналу ошибки регулирования представлена на рис. 3.2, г.

Передаточная функция системы на рис. 3.2, ε

$$\Phi_e(p) = 1/[1 + W_p(p) W_{об}(p)]. \quad (3.8)$$

Чтобы в установившемся режиме ($t \rightarrow \infty$, $p \rightarrow 0$) отсутствовала установившаяся ошибка ε , регулирования, необходимо выполнить условие $\Phi_e(p)_{p \rightarrow 0} = 0$, т. е. $\Phi_e(0) = 0$

Из (3.8) следует, что $\Phi_e(0) = 0$ при $W_p(p) W_{об}(p)_{p \rightarrow 0} \rightarrow \infty$.

Так как в общем случае коэффициент $a_n \neq 0$ в выражении (2.29) передаточной функции объекта (объект статический) и, следовательно, $W_{об}(0) \neq \infty$, то для выполнения условия $W_p(0) W_{об}(0) = \infty$ необходимо, чтобы при $p \rightarrow 0$ передаточная функция $W_p(0)$ была равна $W_p(0) = \infty$.

Таким образом, для этого требуется применение в системе астатического регулятора с законом регулирования, определяемым передаточной функцией

$$W_{И}(p) = 1/p,$$

или в более общем случае

$$W_{И}(p) = k_p/p. \quad (3.9)$$

С учетом этого передаточная функция разомкнутой системы должна иметь вид

$$W(p) = W_{И}(p) W_{об}(p) = k_p W_{об}(p)/p.$$

Регулятор с передаточной функцией (3.9) является интегрирующим звеном (см. табл. 2.1). Выходная величина такого регулятора пропорциональна интегралу от входной величины:

$$\mu = k_p \int_0^t \varepsilon dt. \quad (3.10)$$

Интегральный закон регулирования сокращенно называют законом И-регулирования. Поэтому регуляторы с таким законом регулирования называются интегральными или сокращенно — И-регуляторами.

Коэффициент передачи k_p является параметром настройки И-регулятора. В соответствии с табл. 2.1 КЧХ И-регулятора

$$W_{И}(j\omega) = \frac{k_p}{\omega} e^{-j\pi/2}. \quad (3.11)$$

Комплексная частотная характеристика разомкнутой системы с И-регулятором определяется выражением

$$W(j\omega) = \frac{k_p}{\omega} e^{-j\pi/2} W_{об}(j\omega). \quad (3.12)$$

Из (3.12) следует, что в системе с И-регулятором вектор КЧХ объекта на данной ча-

стоте увеличивается в k_p/ω раз и поворачивается по часовой стрелке на 90° .

В качестве примера на рис. 3.3 выполнено построение КЧХ разомкнутой системы с И-регулятором по КЧХ объекта регулирования.

На рис. 3.3 каждый вектор разомкнутой системы связан с КЧХ объекта выражением (3.12), например

$$OE_1 = \frac{k_p}{\omega_1} e^{-j\pi/2} OA_1.$$

Так как при $\omega \rightarrow 0$ отношение $k_p/\omega \rightarrow \infty$, то КЧХ разомкнутой системы с И-регулятором при $\omega \rightarrow 0$ уходит в бесконечность, асимптотически приближаясь в третьем квадранте к отрицательному направлению мнимой полуоси.

Основное назначение закона И-регулирования — ликвидация установившейся ошибки регулирования.

В качестве самостоятельных И-регуляторы применяются редко из-за медленного нарастания регулирующего воздействия на объект при отклонении регулируемой величины.

Очень часто закон И-регулирования формируется не самостоятельным регулятором, а блоком или устройством, конструктивно являющимся составной частью регулятора, реализующего более сложный, например пропорционально-интегральный, закон регулирования.

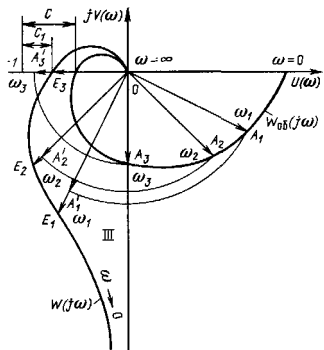


Рис. 3.3. Комплексные частотные характеристики объекта $W_{об}(j\omega)$ и разомкнутой АСР $W(j\omega)$ с И-регулятором

Передаточную функцию И-регулятора часто записывают в виде (см табл. 2.1)

$$W_{\text{И}}(p) = 1/(T_{\text{И}}p), \quad (3.13)$$

где $T_{\text{И}}$ — постоянная времени интегрирования — параметр настройки регулятора.

Рассмотрим физический смысл постоянной времени интегрирования.

Закон И-регулирования И-регулятора с учетом (3.13) запишется в виде

$$\mu = \frac{1}{T_{\text{И}}} \int_0^t \varepsilon dt. \quad (3.14)$$

Предположим, что на вход регулятора поступил постоянный сигнал $\varepsilon = \varepsilon_0$. При этом выходной сигнал в соответствии (3.14) будет изменяться по закону

$$\mu = \varepsilon_0 t / T_{\text{И}}.$$

По истечении времени $t = T_{\text{И}}$ значение выходного сигнала будет равно $\mu = \varepsilon_0$.

Таким образом, постоянная времени интегрирования И-регулятора равна времени, в течение которого с момента поступления на вход регулятора постоянного сигнала сигнал на выходе регулятора достигнет значения, равного значению входного сигнала.

Дифференциальные регулирующие устройств

Пропорциональные регуляторы оказывают на объект существенное регулирующее воздействие, когда регулируемая величина уже имеет значительное отклонение от заданного значения

Интегральные регуляторы оказывают регулирующее воздействие, постоянно наращая его по интегральному закону

Таким образом, П- и И-регуляторы не могут упреждать ожидаемые отклонения регулируемой величины, реагируя только на уже имеющиеся в данный момент нарушения технологического процесса.

В то же время если регулируемая величина в какой-то момент времени начинает быстро отклоняться от заданного значения, то очевидно, что на объект поступили значительные возмущения и что отклонения регулируемой величины в результате этого воздействия будут значительными.

В этом случае желательно иметь регулятор, который вырабатывал бы регулирующее воздействие, пропорциональное скорости отклонения регулируемой величины от заданного значения:

$$\mu = T_{\text{Д}} d\varepsilon/dt. \quad (3.15)$$

Передаточная функция регулятора

$$W_{\text{Д}}(p) = T_{\text{Д}}p. \quad (3.16)$$

Такой регулятор при большой скорости отклонения регулируемой величины, когда в начальный момент П-регулятор оказывает слабое регулирующее воздействие на объект, а И-регулятор только начинает нарастить регулирующее воздействие, оказывая бы существенное регулирующее воздействие на объект, ликвидируя тем самым ожидаемое отклонение регулируемой величины, причем чем больше возмущающее воздействие на объект, тем быстрее будет отклоняться регулируемая величина от заданного значения и тем значительнее будет регулирующее воздействие регулятора (3.15) на объект, направленное на нейтрализацию возмущающего воздействия

С учетом изложенных соображений для целей автоматического регулирования и введены в практику регулирующие устройства, формирующие закон регулирования, пропорциональный скорости отклонения регулируемой величины (3.15).

Реализация (3.16) в чистом виде практически неосуществима. В связи с этим в качестве Д-регулирующих устройств используются дифференциаторы с законом регулирования

$$T_{\text{Д}} d\mu/dt + \mu = k_{\text{Д}} T_{\text{Д}} d\varepsilon/dt \quad (3.17)$$

с передаточной функцией

$$W_{\text{Д}}(p) = k_{\text{Д}} T_{\text{Д}} p / (T_{\text{Д}} p + 1). \quad (3.18)$$

Пропорционально-интегральные регуляторы

Для комплексного использования преимуществ законов П- и И-регулирования в автоматических системах широко применяются регуляторы, формирующие законы как П-, так и И-регулирования одновременно. Такие регуляторы называются пропорционально-интегральными или сокращенно — ПИ-регуляторами.

Пропорционально-интегральные регуляторы оказывают воздействие на регулируемый орган пропорционально отклонению и интегралу от отклонения регулируемой величины.

$$\mu = k_{\text{Р}} \varepsilon + \frac{1}{T_{\text{И}}} \int_0^t \varepsilon dt. \quad (3.19)$$

Передаточная функция ПИ-регулятора

$$W_{\text{ПИ}}(p) = k_{\text{Р}} + 1/T_{\text{И}}p. \quad (3.20)$$

По структуре ПИ-регулятор эквивалентен параллельному соединению П-регулятора с передаточной функцией $W_{\Pi}(p) = k_p$ и И-регулятора с передаточной функцией $W_{\text{И}}(p) = 1/T_{\text{И}}p$ (рис. 3.4, а).

Если при настройке ПИ-регулятора установить очень большое значение постоянной времени $T_{\text{И}}$, то он превратится в П-регулятор.

Если при настройке регулятора установить очень малые значения k_p , то получим И-регулятор с коэффициентом передачи по скорости $1/T_{\text{И}}$.

Переходная характеристика ПИ-регулятора с передаточной функцией (3.20) представлена на рис. 3.5 (прямая 1).

При скачкообразном изменении регулируемой величины на значение $x = x_0 = \varepsilon_0$ идеальный ПИ-регулятор сначала мгновенно перемещает исполнительный механизм на величину $k_p \varepsilon_0$, пропорциональную отклонению x_0 регулируемой величины, после чего исполнительный механизм регулятора дополнительно перемещается в ту же сторону со скоростью $\varepsilon_0/T_{\text{И}}$, пропорциональной отклонению регулируемой величины. Следова-

тельно, в ПИ-регуляторе при отклонении регулируемой величины от заданного значения мгновенно срабатывает пропорциональная (статическая) часть регулятора, а затем воздействие на объект постепенно увеличивается под действием интегральной (астатической) части регулятора.

Параметрами настройки регулятора являются коэффициент усиления k_p и постоянная времени интегрирования $T_{\text{И}}$.

ПИ-регулятор со структурной схемой, приведенной на рис. 3.4, а, и передаточной функцией (3.20) имеет не зависящие друг от друга параметры настройки k_p и $T_{\text{И}}$.

Кроме схемы на рис. 3.4, а на практике широко применяется структурная схема ПИ-регулятора, представленная на рис. 3.4, б.

Схема на рис. 3.4, б реализует закон регулирования вида

$$\mu = k_p \left(\varepsilon + \frac{1}{T_{\text{И}}} \int_0^t \varepsilon dt \right). \quad (3.21)$$

Постоянную времени $T_{\text{И}}$ принято называть (по терминологии заводов-изготовителей) постоянной времени изодрома или просто временем изодрома.

Передаточная функция регулятора

$$W_{\text{ПИ}}(p) = k_p(T_{\text{И}}p + 1)/T_{\text{И}}p. \quad (3.22)$$

Таким образом, ПИ-регулятор со структурной схемой, приведенной на рис. 3.4, б, имеет взаимосвязанные параметры настройки статической и астатической частей по коэффициенту усиления k_p . Так, при настройке коэффициента усиления k_p будет изменяться и постоянная времени интегрирования:

$$T_{\text{И}} = T_{\text{ИЗ}}/k_p. \quad (3.23)$$

Рассмотрим физический смысл постоянной времени изодрома $T_{\text{ИЗ}}$. Предположим, что на вход регулятора с законом ПИ-регулирования (3.19) поступил постоянный сигнал ε_0 . Так как постоянную величину можно выносить за знак интеграла, то при этом выражение (3.19) можно записать в виде

$$\mu = k_p \varepsilon_0 (1 + t/T_{\text{ИЗ}}). \quad (3.24)$$

При поступлении на вход регулятора постоянного сигнала $\varepsilon = \varepsilon_0$ в начальный момент ($t = 0$) мгновенно срабатывает пропорциональная составляющая и на выходе регулятора появляется сигнал $\mu_1 = k_p \varepsilon_0$. В дальнейшем по закону (3.24) линейно на-

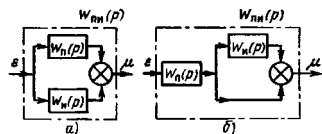


Рис. 3.4. Структурная схема идеальных ПИ-регуляторов:
а — с передаточной функцией (3.20); б — с передаточной функцией (3.22)

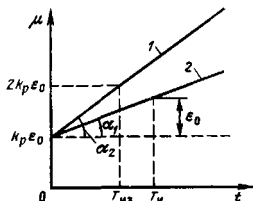


Рис. 3.5. Закон ПИ-регулирования регуляторов с передаточной функцией (3.20) (прямая 1) и с передаточной функцией (3.22) (прямая 2) при поступлении на вход постоянного сигнала ε_0 и при одинаковом значении коэффициента передачи k_p регуляторов

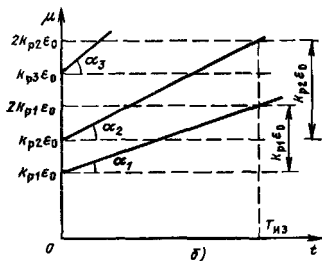
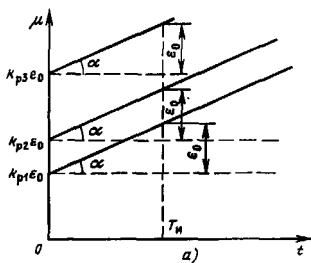


Рис. 3.6. Характер изменения законов ПИ-регулирования при различных постоянных значениях коэффициента усиления k_p регуляторов:

а — для регуляторов с передаточной функцией (3.20); б — для регуляторов с передаточной функцией (3.22)

чинает нарастать выходной сигнал от интегральной составляющей и при $t = T_{ин}$ достигнет значения $\mu_2 = 2k_p\epsilon_0$.

Таким образом, постоянной времени изодрома регулятора с ПИ-законом регулирования (3.21) называется время, в течение которого от действия интегральной (астатической) части регулятора удваивается пропорциональная (статическая) составляющая закона регулирования.

На рис. 3.5 показаны переходные характеристики в ПИ-регуляторах (3.19) и (3.21) при поступлении на их вход постоянного сигнала x_0 при одинаковых значениях коэффициента усиления k_p .

Из рис. 3.5 хорошо виден геометрический смысл постоянной времени интегрирования регулятора (3.19) и постоянной времени изодрома регулятора (3.21).

На рис. 3.5 приведены законы ПИ-регулирования при $k_p > 1$. Если $k_p < 1$, то угол наклона α_1 интегральной составляющей 1 закона ПИ-регулирования (3.19) будет больше угла наклона α_2 интегральной составляющей 2 закона ПИ-регулирования (3.21). В этом случае прямая 1 пойдет выше прямой 2.

На рис. 3.6 показаны законы регулирования (3.19) и (3.21) при различных значениях коэффициента усиления k_p регуляторов ($k_{p1} > k_{p2} > k_{p3}$). Из рис. 3.6, а видно, что при законе ПИ-регулирования (3.19) скорость нарастания интегральной составляющей на выходе регулятора при изменении k_p не изменяется. При законе ПИ-регулирования (3.21) в случае изменения k_p пропорционально изменяется и скорость нарастания интегральной составляющей на выходе регулятора.

Пропорционально-дифференциальные регуляторы

Пропорционально-дифференциальные регуляторы (ПД-регуляторы) оказывают воздействие на объект регулирования пропорционально отклонению регулируемой величины и ее скорости:

$$\mu = k_p \epsilon + T_d \frac{d\epsilon}{dt}. \quad (3.25)$$

Постоянная времени T_d называется постоянной времени дифференцирования. Она определяет величину составляющей регулирующего воздействия по скорости. Регулятор представляет собой параллельное соединение усилительного и идеального дифференцирующего звеньев.

Передаточная функция регулятора

$$W_{ПД}(p) = k_p + T_d p. \quad (3.26)$$

Пропорционально - дифференциальные регуляторы, так же как и ПИ-регуляторы, могут иметь структурную схему с общим коэффициентом усиления k_p .

В этом случае закон ПД-регулирования запишется в виде

$$\mu = k_p \left[x + T_{пв} \frac{dx}{dt} \right]. \quad (3.27)$$

Постоянная времени $T_{пв}$ называется постоянной времени предварения.

Передаточная функция регулятора имеет вид

$$W_{ПД}(p) = k_p (1 + T_{пв} p). \quad (3.28)$$

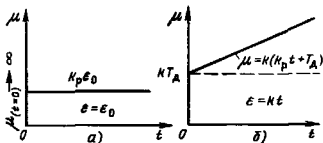


Рис. 3.7. Закон ПД-регулирования:
а — при поступлении на вход регулятора постоянного сигнала; б — при поступлении сигнала $\varepsilon(t) = kt$

При поступлении на вход идеального ПД-регулятора постоянного сигнала ε_0 на выходе мгновенно появляются бесконечно большой сигнал от действия дифференцирующей составляющей закона ПД-регулирования и сигнал от пропорциональной составляющей $\mu_{\text{проп}} = k_p \varepsilon_0$.

Сигнал от дифференцирующей составляющей сразу падает до нуля, а от пропорциональной составляющей остается постоянным и равным первоначальному. $\mu_{\text{проп}} = k_p \varepsilon_0$ (рис. 3.7, а).

На первый взгляд может показаться, что при таком действии дифференцирующей части нет практического результата. В действительности введение в закон регулирования дифференцирующей составляющей существенно повышает эффект действия регулятора. Дело в том, что при поступлении на объект возмущающего воздействия в связи с инерционностью объекта отклонение регулируемой величины от заданного значения нарастает постепенно и при дифференцировании этого отклонения получается его конечное значение и по абсолютному значению, и по длительности.

Если, например, отклонение регулируемой величины от заданного значения происходит по закону $x = kt$, то дифференциальная составляющая закона ПД-регулирования сразу примет значение $\mu_d = k T_d$ для регулятора с законом (3.25) или $\mu_d = k k_p T_{\text{ин}}$ для регулятора (3.27). Пропорциональная составляющая будет медленно нарастать по линейному закону $\mu_{\text{проп}} = k k_p t$.

Переходный процесс в ПД-регуляторе при поступлении на его вход сигнала $x = kt$ представлен на рис. 3.7, б.

Пропорционально-интегрально-дифференциальные регуляторы

Эти регуляторы воздействуют на объект регулирования пропорционально отклонению ε регулируемой величины, интегралу

от этого отклонения и скорости изменения регулируемой величины:

$$\mu = k_p \varepsilon + \frac{1}{T_{\text{ин}}} \int_0^t \varepsilon dt + T_d \frac{d\varepsilon}{dt}. \quad (3.29)$$

Пример структурной схемы ПИ-регулятора дан на рис. 3.8, а. Так же как и для законов ПИ- и ПД-регулирования, структурная схема ПИД-регулятора может иметь разновидности с общим коэффициентом усиления для различных составляющих закона регулирования. Закон регулирования при этом может иметь вид

$$\mu = k_p \left(\varepsilon + \frac{1}{T_{\text{ин}}} \int_0^t \varepsilon dt + T_{\text{инв}} \frac{d\varepsilon}{dt} \right) \quad (3.30)$$

Передаточная функция ПИД-регулятора (3.29) имеет вид

$$W_{\text{ПИД}}(p) = k_p + 1/T_{\text{ин}} p + T_d p. \quad (3.31)$$

Передаточная функция ПИД-регулятора (3.30) имеет вид

$$W_{\text{ПИД}}(p) = k_p (1 + 1/T_{\text{ин}} p + T_{\text{инв}} p). \quad (3.32)$$

При скачкообразном изменении регулируемой величины идеальный ПИД-регулятор в начальный момент времени оказывает мгновенное бесконечно большое воздействие на объект регулирования; затем величина воздействия мгновенно падает до значения, определяемого пропорциональной частью регулятора, после чего, как и в ПИ-регуляторе, постепенно начинает оказывать свое влияние астатическая часть регулятора (рис. 3.8, а).

Параметрами настройки ПИД-регулятора (3.31) являются коэффициент пропорциональности регулятора k_p , постоянная

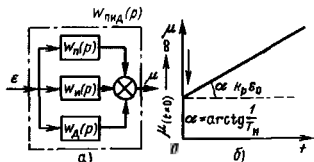
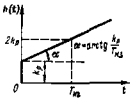
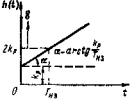
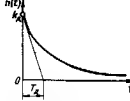
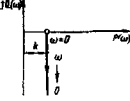
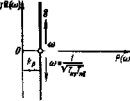
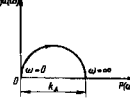
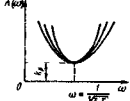
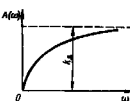
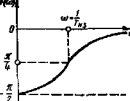
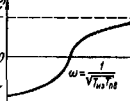
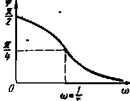


Рис. 3.8. Пример структурной схемы ПИД-регулятора (а) и закона ПИД-регулирования при поступлении на вход регулятора постоянного сигнала $\varepsilon(t) = \varepsilon_0$ (б)

Таблица 3.1. Характеристики типовых ПИ-, ПИД-регуляторов и дифференциаторов

Вид характеристики	Характеристика регулятора типа		
	ПИ	ПИД	дифференциатора
Уравнение	$y = k_p \left(x + \frac{1}{T_{инт}} \int_0^t x dt \right)$	$y = k_o \left(x + \frac{1}{T_{инт}} \int_0^t x dt + T_{пр} \frac{dx}{dt} \right)$	$T_d \frac{dy}{dt} + y = k_d T_d \frac{dx}{dt}$
Передаточная функция	$k_p \left(1 + \frac{1}{T_{инт} p} \right)$	$k_p \left(1 + \frac{1}{T_{инт} p} + T_{пр} p \right)$	$\frac{k_d T_d}{T_d p + 1}$
Переходная характеристика $h(t)$			
КЧХ $W(j\omega)$			
АЧХ $A(\omega)$			
ФЧХ $\varphi(\omega)$			

времени интегрирования $T_{\text{и}}$ и постоянная времени дифференцирования $T_{\text{д}}$.

Параметрами настройки ПИД-регулятора (3.32) являются k_p , $T_{\text{и}}$ и $T_{\text{д}}$.

Для таких регуляторов постоянные времени интегрирования $T_{\text{и}} = T_{\text{из}}/k_p$ и дифференцирования $T_{\text{д}} = k_p T_{\text{пд}}$ зависят от коэффициента передачи регулятора.

ПИД-регулятор по возможности настраивается является более универсальным по сравнению с другими регуляторами. С его помощью можно осуществлять различные законы регулирования.

Так, при $T_{\text{д}} = 0$ и бесконечно большом значении $T_{\text{и}}$ получаем П-регулятор (3.4); при $k_p = 0$ и $T_{\text{д}} = 0$ получаем И-регулятор (3.13); при $k_p = 0$ и $T_{\text{и}} = \infty$ получаем Д-регулятор (3.16); при $T_{\text{д}} = 0$ получаем ПИ-регулятор (3.20); при бесконечно большом значении $T_{\text{и}}$ и конечных значениях k_p и $T_{\text{д}}$ получаем ПД-регулятор (3.26).

Характеристики наиболее широко применяемых ПИ- и ПИД-регуляторов, а также дифференциаторов приведены в табл. 3.1.

3.3. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ АНАЛОГОВЫХ ПРОМЫШЛЕННЫХ РЕГУЛЯТОРОВ

В § 3.2 описаны типовые законы регулирования идеальных автоматических регуляторов. Однако при реализации реальных автоматических регуляторов не всегда удается обеспечить тот или иной желаемый типовой закон регулирования. Это объясняется в первую очередь инерционностью исполнительных механизмов, а при реализации дифференциальной составляющей закона регулирования - невозможностью практической реализации идеального дифференцирующего звена. В связи с этим важно определить степень погрешности в формировании законов регулирования промышленными регуляторами.

Рассмотрим общий принцип построения желаемой структуры автоматических регуляторов. При охвате какого-либо участка схемы с передаточной функцией $W_{\text{г}}(p)$, состоящего из нескольких звеньев, отрицательной обратной связью $W_{\text{о.с.}}(p)$ в соответствии с (2.39) передаточная функция такого соединения будет равна

$$W(p) = W_{\text{г}}(p) / [1 + W_{\text{г}}(p) W_{\text{о.с.}}(p)], \quad (3.33)$$

или

$$W(p) = \frac{1}{1/W_{\text{г}}(p) + W_{\text{о.с.}}(p)}. \quad (3.34)$$

При

$$W_{\text{о.с.}}(p) \gg 1/W_{\text{г}}(p) \quad (3.35)$$

выражение (3.4) приближенно можно записать в виде

$$W(p) \approx 1/W_{\text{о.с.}}(p). \quad (3.36)$$

При обеспечении условия (3.35) возможность представления схемы в виде передаточной функции (3.36) дает важный практический результат, заключающийся в том, что динамические свойства схемы (3.33) или участка схемы, охваченного обратной связью, не зависят от динамических свойств элементов прямого участка и определяются только динамическими свойствами условного звена с передаточной функцией, равной обратной передаточной функции канала обратной связи.

Эта идея широко используется на практике при разработке структурных схем автоматических регуляторов, а также для улучшения динамических свойств АСР, ликвидации отрицательного влияния на динамические свойства системы тех или иных ее звеньев и элементов.

Пропорциональные регуляторы

Идеальный П-регулятор имеет передаточную функцию вида (3.4). Реальный аналоговый промышленный регулятор должен иметь усилительное звено с передаточной функцией $W_{\text{у}}(p) = k_{\text{у}}$ и исполнительное устройство, например в виде электрического исполнительного механизма (ИМ) с передаточной функцией $W_{\text{им}}(p) = 1/T_{\text{им}}p$. Электрический ИМ является интегрирующим звеном (3.13), и, следовательно, для получения П-закона регулирования его необходимо охватить отрицательной обратной связью. Для обеспечения условия (3.35) с целью повышения коэффициента передачи прямого канала этой отрицательной обратной связью следует охватить и усилительное звено с передаточной функцией $W_{\text{у}}(p) = k_{\text{у}}$ регулятора.

Требуемую передаточную функцию канала обратной связи найдем из условия (3.36):

$$W_{\text{п}}(p) = k_p = 1/W_{\text{о.с.}}(p),$$

откуда

$$W_{\text{о.с.}}(p) = 1/k_p = k_{\text{о.с.}} \quad (3.37)$$

Таким образом, канал обратной связи должен быть выполнен в виде усилительного звена с коэффициентом передачи $k_{\text{о.с.}} = 1/k_p$, т. е. равным обратному значению коэффициента передачи П-регулятора.

С учетом изложенного структурная схема реального П-регулятора должна иметь вид, представленный на рис. 3.9, а

Оценим точность реализации П-закона на регулировании реальным П-регулятором со структурной схемой, приведенной на рис. 3.9, а.

С учетом (2.36) и (2.39) найдем передаточную функцию П-регулятора:

$$W_p(p) = \frac{k_y / T_{\text{ИМР}}}{1 + k_y k_{0.c} / T_{\text{ИМР}}} = \frac{1}{k_{0.c} (T_{\text{ИМР}} / k_y k_{0.c} + 1)} = W_{\text{П}}(p) W_6(p). \quad (3.38)$$

Таким образом, реальный П-регулятор со структурной схемой на рис. 3.9, а представляется в виде последовательного соединения П-регулятора с передаточной функцией

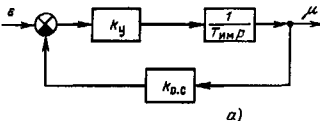
$$W_{\text{П}}(p) = k_p = 1/k_{0.c} \quad (3.39)$$

и некоторого балластного звена с передаточной функцией

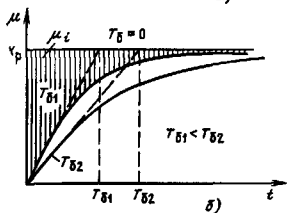
$$W_6(p) = 1/(T_6 p + 1). \quad (3.40)$$

Балластное звено является апериодическим звеном (см. табл. 2.1) Коэффициент передачи балластного звена равен единице, а постоянная времени

$$T_6 = T_{\text{ИМ}} / k_y k_{0.c} \quad (3.41)$$



а)



б)

Рис. 3.9. Структурная схема П-регулятора (а) и реализуемый ею закон П-регулирования (б)

Переходная характеристика реального П-регулятора со структурной схемой, приведенной на рис. 3.9, а, представлена на рис. 3.9, б.

Параметром настройки регулятора является коэффициент передачи $k_{0.c}$ устройства обратной связи.

Чем меньше (больше) $k_{0.c}$, тем больше (меньше) коэффициент k_p передачи регулятора (3.39).

Одновременно следует иметь в виду, что чем больше k_p , тем больше постоянная времени (3.41) балластного звена и тем больше искажается идеальный закон П-регулирования.

Для уменьшения влияния балластного звена при конструировании П-регулятора по структурной схеме, приведенной на рис. 3.9, а, следует стремиться к максимально возможному значению коэффициента усиления k_y .

Текущее значение μ_t динамической ошибки реализации закона П-регулирования при $T_6 = T_{\text{ИМ}}$ показано на рис. 3.9, б.

Пропорционально-интегральные регуляторы

Идеальный ПИ-регулятор имеет передаточную функцию, определяемую выражением (3.31) или (3.32). При применении в регуляторе ИМ с передаточной функцией $W_{\text{ИМ}}(p) = 1/T_{\text{ИМР}}$ структурная схема регулятора может разрабатываться в нескольких вариантах, основные из которых представлены на рис. 3.10.

По структурной схеме, приведенной на рис. 3.10, а, формирование ПИ-закона регулирования осуществляется так же, как и в идеальных ПИ-регуляторах (см. рис. 3.4). Для уменьшения отрицательного влияния на закон ПИ-регулирования отрицательного механизма его охватывают отрицательной обратной связью в виде усилительного звена с передаточной функцией $W_{0.c}(p) = k_{0.c}$.

Передаточная функция реального ПИ-регулятора со структурной схемой, приведенной на рис. 3.10, а, запишется в следующем виде:

$$W_p(p) = W_{\text{ПИ}}(p) \frac{1/T_{\text{ИМР}}}{1 + k_{0.c}/T_{\text{ИМР}}} = W_{\text{ПИ}}(p) \frac{1}{T_{\text{ИМР}} + k_{0.c}},$$

или

$$W_p(p) = \frac{1}{k_{0.c}} W_{\text{ПИ}}(p) \frac{1}{T_6 p + 1}. \quad (3.42)$$

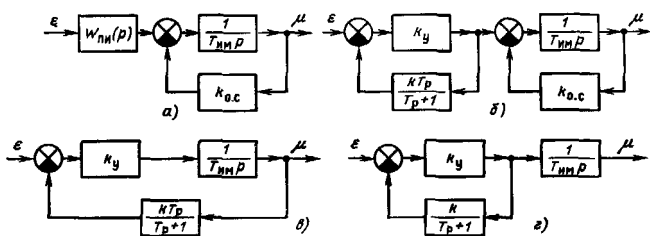


Рис. 3.10. Структурные схемы промышленных ПИ-регуляторов

Таким образом, реальный ПИ-регулятор со структурной схемой, приведенной на рис. 3.10, а, реализует закон ПИ-регулирования с погрешностью, определяемой балластным апериодическим звеном (3.40).

Постоянная времени балластного звена

$$T_6 = T_{\text{ИМ}}/k_{0.c} \quad (3.43)$$

Из (3.43) следует, что чем больше $k_{0.c}$, тем меньше T_6 и тем меньше погрешность реализации закона ПИ-регулирования.

Однако при этом следует иметь в виду, что при увеличении $k_{0.c}$ уменьшается коэффициент передачи ПИ-регулятора, который согласно (3.42) равен отношению $k_p/k_{0.c}$. Для сохранения требуемого значения коэффициента передачи регулятора одновременно с увеличением $k_{0.c}$ следует пропорционально увеличивать k_p .

На рис. 3.10, б приведена структурная схема, в которой закон ПИ-регулирования реализуется за счет динамических свойств канала обратной связи, охватывающего усилительную часть регулятора.

При соблюдении обоими каналами обратной связи, показанной на рис. 3.10, б, условия (3.35) согласно (3.36) необходимая передаточная функция канала обратной связи может быть найдена из выражения

$$W_{\text{ПИ}}(p) = \frac{1}{W_{0.c}(p)} \cdot \frac{1}{k_{0.c}},$$

откуда

$$W_{0.c}(p) = \frac{1}{k_{0.c}} \cdot \frac{1}{W_{\text{ПИ}}(p)}. \quad (3.44)$$

Если, например, передаточная функция регулятора определяется выражением (3.22), то из (3.44) получаем

$$W_{0.c}(p) = kTp/(Tp + 1), \quad (3.45)$$

где

$$k = 1/k_p k_{0.c}, \quad T = T_{\text{ИМ}}.$$

Таким образом, для того чтобы структурная схема на рис. 3.10, б реализовала ПИ-закон регулирования (3.21), необходимо канал обратной связи, охватывающий усилительную часть регулятора, выполнить в виде реального дифференцирующего звена (3.18).

На рис. 3.10, в приведена структурная схема, в которой закон ПИ-регулирования реализуется за счет динамических свойств канала обратной связи, охватывающего как усилительную, так и исполнительную часть регулятора. Необходимая передаточная функция обратной связи в этом случае, так же как и для схемы на рис. 3.10, б, должна определяться выражением (3.45), но при $k \approx 1/k_p$.

На рис. 3.10, г приведена структурная схема регулятора, имеющая принципиальное отличие от схем на рис. 3.10, а—в, заключающееся в том, что в ней динамические свойства интегрирующего исполнительного механизма использованы для формирования закона ПИ-регулирования.

В этом случае необходимую передаточную функцию канала обратной связи можно найти из условия

$$W_{\text{ПИ}}(p) = \frac{1}{W_{0.c}(p)} \cdot \frac{1}{T_{\text{ИМ}}p}.$$

Если передаточная функция регулятора определяется выражением (3.22), то

$$W_{0.c}(p) = \frac{1}{W_{\text{ПИ}}(p)} \cdot \frac{1}{T_{\text{ИМ}}p} = \frac{T_{\text{ИМ}}p}{k_p(T_{\text{ИМ}}p + 1)} \cdot \frac{1}{T_{\text{ИМ}}p}$$

или

$$W_{0.c}(p) = k/(Tp + 1),$$

где

$$k = T_{\text{ИМ}}/k_p T_{\text{ИМ}}, \quad T = T_{\text{ИМ}}.$$

Таким образом, в качестве обратной связи в структурной схеме на рис. 3.10, *г* для обеспечения закона ПИ-регулирования применяют аperiodическое звено (см. табл. 2.1).

Точные передаточные функции регуляторов со структурными схемами, приведенными на рис. 3.10, *б* — *г*, а следовательно, и передаточные функции балластных звеньев, искажающих закон ПИ-регулирования, могут быть определены так же, как для регулятора со структурной схемой, приведенной на рис. 3.10, *а*.

Переходные процессы в регуляторе со структурной схемой, приведенной на рис. 3.10, *а*, представлены на рис. 3.11. Из (3.42) и рис. 3.11 видно, что чем меньше постоянная времени T_6 балластного звена, тем меньше погрешность реализации закона ПИ-регулирования. При $T_6 = 0$ погрешность будет равна нулю.

Так как исполнительный механизм регулятора при монтаже располагается непосредственно у объекта регулирования, а аппаратная часть регулятора размещается, как правило, в пункте управления объектом, то при выборе структурной схемы регулятора при прочих равных условиях следует иметь в виду, что схема на рис. 3.10, *г* требует меньшего расхода кабельно-проводниковых материалов (при электрическом исполнительном механизме) или труб (при пневматическом или гидравлическом исполнительном механизме).

Следует отметить, что балластное звено в виде аperiodического звена (3.40) как в ПИ-регуляторе (3.42), так и в П-регуляторе (3.38) часто оказывает положительное влияние на процесс регулирования. Так, при кратковременных отклонениях регулируемой величины благодаря демпфированию балластного звена исполнительный механизм автоматической системы с таким регулятором не срабатывает, что повышает срок его службы.

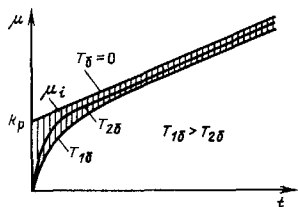


Рис. 3.11. Характер реализации закона ПИ-регулирования регулятором со структурной схемой, приведенной на рис. 3.10, *а*

С учетом этого в современных регуляторах типа «Каскад», АКЭСР предусматриваются даже специальные демпфирующие устройства входного сигнала (см. далее, § 4.2 и 4.4).

Пропорционально-интегрально-дифференциальные регуляторы

Пропорционально - интегрально - дифференциальные регуляторы могут быть сконструированы по структурной схеме идеального ПИД-регулятора (см. рис. 3.8, *а*). Так как фактическая реализация идеального дифференцирующего звена в общем случае представляет большие трудности, то в практических схемах используется реальное дифференцирующее звено (3.18). Для уменьшения погрешности в реализации закона ПИД-регулирования исполнительный механизм, как и в случае реализации закона ПИ-регулирования по схеме рис. 3.10, *а*, охватывается отрицательной обратной связью с передаточной функцией $W_0(p) = k_0 c$. С учетом этого структурная схема такого реального ПИД-регулятора имеет вид, представленный на рис. 3.12, *а*.

Передаточная функция регулятора

$$W_p(p) = \frac{1}{k_0 c} \left(k_p + \frac{1}{T_{\text{ин}} p} + \frac{k_d T_{\text{дп}}}{T_{\text{дп}} p + 1} \right) \frac{1}{(T_{\text{им}}/k_0) p + 1}$$

или

$$W_p(p) = \left[k_p + \frac{1}{T_{\text{ин}} p} + T_{\text{дп}} W_{\text{дб}}(p) \right] W_6(p). \quad (3.46)$$

где

$$W_{\text{дб}}(p) = k_d / (T_{\text{дп}} p + 1); \quad W_6(p) = k_6 / (T_6 p + 1);$$

$$k_6 = 1/k_0 c; \quad T_6 = T_{\text{им}}/k_0 c.$$

Сравнивая передаточную функцию (3.46) реального ПИД-регулятора с передаточной функцией (3.31) идеального ПИД-регулятора, видим, что регулятор со структурной схемой на рис. 3.46, *а* реализует закон ПИД-регулирования с погрешностью, определяемой передаточной функцией $W_6(p)$ балластного звена, и, кроме того, *Д*-составляющая закона регулирования реализуется с дополнительной погрешностью, определяемой функцией $W_{\text{дб}}(p)$ второго балластного звена.

При соблюдении условия (3.35) приближенную передаточную функцию (3.46) можно

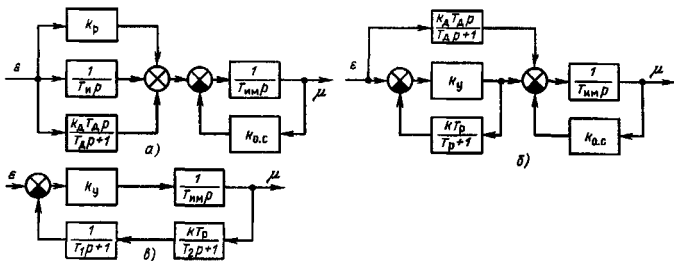


Рис. 3.12. Характер реализации закона ПИД-регулирования регулятором со структурной схемой, приведенной на рис. 3.11, а

записать в виде

$$W_p(p) = k_p + 1/(T_{ин}p) + k_d T_{дp}/(T_{дp} + 1). \quad (3.47)$$

Параметрами настройки ПИД-регулятора являются k_p , $T_{ин}$, k_d и $T_{дp}$.

Сравнивая структурные схемы на рис. 3.10, а и 3.12, а, видим, что реальный ПИД-регулятор со структурной схемой на рис. 3.12, а получается из структурной схемы на рис. 3.10, а реального ПИ-регулятора при включении параллельно звеньям, формирующим закон ПИ-регулирования, звена с передаточной функцией

$$W_{дp}(p) = k_d T_{дp}/(T_{дp} + 1). \quad (3.48)$$

Такой метод формирования закона ПИД-регулирования широко применяется при разработке регуляторов.

Примером этого может служить также ПИД-регулятор со структурной схемой, приведенной на рис. 3.12, б, при ее сопоставлении со структурной схемой на рис. 3.10, б ПИ-регулятора.

Для практической реализации закона ПИД-регулирования применяются или ПИД-регуляторы (рис. 3.12, а и б) или ПИ-регуляторы (рис. 3.10, а и б) в комплексе с дифференциаторами (3.48).

На рис. 3.12, в представлена структурная схема, в которой закон ПИД-регулирования реализуется за счет динамических свойств канала обратной связи, охватывающего как усилительную, так и исполнительную часть регулятора.

При соблюдении условия (3.35) в соответствии с (3.36) запишем

$$W_p(p) = 1/W_{о.с}(p).$$

При желаемой передаточной функции регулятора, определяемой выражением (3.32), найдем

$$W_{о.с}(p) = T_{изp}/[k_p(T_{ин}T_{пв}p^2 + T_{изp} + 1)]. \quad (3.49)$$

Так как переходный процесс идеального ПИД-регулятора не колебательный, то множитель в скобках знаменателя выражения (3.49) можно записать в виде

$$T_{изp}T_{пв}p^2 + T_{изp} + 1 = (T_1p + 1)(T_2p + 1),$$

где

$$T_{1,2} = -\frac{1}{2T_{пв}} \pm \sqrt{\frac{1}{4T_{пв}^2} + \frac{1}{T_{изp}T_{пв}}} = -\frac{1}{2T_{пв}} \pm \sqrt{\frac{1}{T_{пв}} \left(\frac{1}{4T_{пв}} - \frac{1}{T_{изp}} \right)}.$$

С учетом этого выражение (3.49) запишется в виде

$$W_{о.с}(p) = \frac{1}{T_1p + 1} \frac{k_p}{T_2p + 1}, \quad (3.50)$$

где $k = T_{изp}/k_p$.

Таким образом, для реализации ПИД-регулятора со структурной схемой, приведенной на рис. 3.12, необходимо, чтобы канал обратной связи состоял из последовательно включенных аperiодического и реального дифференцирующего звеньев.

Так как условие (3.35) в структурной схеме на рис. 3.12, в реализуется приближенно, то исполнительный механизм вносит искажения в закон ПИД-регулирования. Фактическая реакция регулятора на ступенчатое входное воздействие имеет вид кривой 1 на рис. 3.13 при идеальной реакции ПИД-регулятора, представленной прямыми 2.

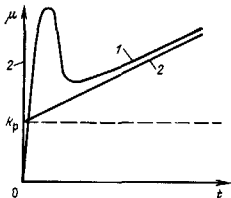


Рис. 3.13. Характер реализации закона ПИД-регулирования регулятором со структурной схемой, приведенной на рис. 3.11, а

Таким образом, реальные ПИД-регуляторы со структурными схемами на рис. 3.12 реализуют законы ПИД-регулирования с погрешностью, зависящей от степени соблюдения условия (3.35) и параметров настройки дифференцирующей части (3.48) в схемах на рис. 3.12, а и б.

Следует отметить, что промышленные ПИД-регуляторы со структурными схемами на рис. 3.12, а и б могут реализовать различные законы регулирования с любым сочетанием из П-, И- и Д-составляющих закона ПИД-регулирования.

3.4. ИМПУЛЬСНЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ С ИСПОЛНИТЕЛЬНЫМИ МЕХАНИЗМАМИ ПОСТОЯННОЙ СКОРОСТИ

В автоматических системах регулирования широкое применение в качестве исполнительных механизмов находят электродвигатели с постоянной частотой вращения выходного вала.

Исполнительные механизмы с постоянной частотой вращения выходного вала осуществляют перемещение регулирующего органа (РО) с постоянной скоростью. В связи с этим в технической литературе принято называть такие ИМ исполнительными механизмами постоянной скорости.

Исполнительный механизм постоянной скорости может находиться только в трех состояниях: перемещение РО с постоянной скоростью S , неподвижность, перемещение РО в обратную сторону с постоянной скоростью.

Без учета времени разгона и торможения статическая характеристика

$$d\mu/dt = f(Z) \quad (3.51)$$

такого исполнительного механизма в ком-

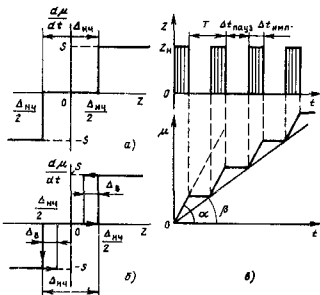


Рис. 3.14. Статические характеристики ИМ постоянной скорости (а), постоянной скорости в комплекте с электромагнитным пусковым устройством (б) и характер перемещения ИМ постоянной скорости при поступлении на его вход серии постоянных импульсов (в)

плекте с его пусковым устройством имеет вид, представленный на рис. 3.14, а.

Аналитическая статическая характеристика запишется в виде системы

$$\left. \begin{aligned} d\mu/dt &= S \quad \text{при } Z > \Delta_{нч}/2; \\ d\mu/dt &= 0 \quad \text{при } |Z| < \Delta_{нч}/2; \\ d\mu/dt &= -S \quad \text{при } Z < -\Delta_{нч}/2, \end{aligned} \right\} \quad (3.52)$$

где $\Delta_{нч}$ — зона нечувствительности пускового устройства; $d\mu/dt$ — скорость перемещения РО; Z — сигнал на входе пускового устройства.

В качестве пусковых устройств, как правило, используются релейные электромагнитные аппараты (магнитные пускатели, электромагнитные реле и т. п.).

Так как электромагнитные аппараты срабатывают при большем, а отпуск происходит при меньшем значении входного сигнала, то статическая характеристика исполнительного устройства (пускового устройства с электродвигателем с постоянной частотой вращения) при этом примет вид, представленный на рис. 3.14, б.

Из статической характеристики на рис. 3.14, б видно, что электродвигатель включается при входном сигнале $|Z| > \Delta_{нч}/2$, а отключается при меньшем абсолютном значении входного сигнала, т. е. $|Z| < \Delta_{нч}/2 - \Delta_{в}$, где $\Delta_{в}$ — значение зоны воз-

врата или зоны неоднозначности релейного аппарата.

Статическая характеристика исполнительного механизма постоянной скорости является существенно нелинейной. Ее нельзя линеаризовать с достаточной для практических расчетов точностью при различных диапазонах изменения входного сигнала Z .

Однако такой исполнительный механизм может иметь достаточно близкие к линейным характеристики при релейно-импульсном изменении входного сигнала.

Подадим на вход исполнительного механизма с постоянной частотой вращения импульсы напряжения Z_n с периодом следования $T_{\text{пер}}$ и скважностью

$$\gamma = \Delta t_{\text{имп}} / T_{\text{пер}}, \quad (3.53)$$

где $T_{\text{пер}} = \Delta t_{\text{имп}} + \Delta t_{\text{пауз}}$ — период следования импульсов; $\Delta t_{\text{имп}}$ — длительность импульсов; $\Delta t_{\text{пауз}}$ — длительность пауз.

Во время поступления импульса исполнительный механизм (ИМ) будет перемещать РО с постоянной скоростью $d\mu/dt = S = \text{tg} \alpha$ (рис. 3.14, в). Во время пауз ИМ будет неподвижен.

При поступлении на ИМ серии импульсов характер его перемещения будет иметь вид, представленный на рис. 3.14, и.

Средняя скорость перемещения РО будет равна

$$d\bar{\mu}/dt = \text{tg} \beta = \Delta t_{\text{имп}} S / T,$$

или с учетом (3.53)

$$d\bar{\mu}/dt = \gamma S. \quad (3.54)$$

Преобразовав (3.54) по Лапласу, получим

$$W_{\text{ИМ}}(p) = \bar{M}(p) / \bar{T}(p) = S / p. \quad (3.55)$$

Таким образом, по каналу «скважность следования импульсов — усредненное перемещение РО» исполнительный механизм постоянной скорости можно представить интегрирующим звеном с передаточной функцией (3.55).

Из рис. 3.14, в видно, что при данной скважности γ следования импульсов, реализация закона И-регулирования будет тем

гочнее, чем меньше $\Delta t_{\text{имп}}$ и $\Delta t_{\text{пауз}}$. Однако при этом повышается частота включений ИМ, а следовательно, и его износ.

Если исполнительный механизм с пульсовым устройством охватить обратной связью (рис. 3.15, а) в виде усилительного звена с передаточной функцией $W_{0.с}(p) = k_{0.с}$, то при релейно-импульсном регуляторе с ИМ постоянной скорости можно реализовать закон П-регулирования.

При поступлении на вход регулятора рассогласования $|\varepsilon| > \Delta_{\text{нч}}/2$ ИМ включится и будет перемещать РО с постоянной скоростью S в сторону ликвидации рассогласования ε . Перемещение μ регулирующего органа через канал обратной связи передается в виде сигнала обратной связи ζ уменьшая результирующий сигнал $|\sigma| = \varepsilon - \zeta$, воздействующий на релейный элемент.

При $|\sigma| < \Delta_{\text{нч}}/2 - \Delta_{\text{в}}$ исполнительный механизм отключится. Таким образом, при каждом изменении $|\varepsilon| > \Delta_{\text{нч}}/2$ ИМ будет перемещать РО, ликвидируя с точностью $|\sigma| < \Delta_{\text{нч}}/2$ отклонение ε от заданного (нулевого) значения.

Так как сигнал обратной связи $\zeta = k_{0.с} \mu$, то в установившемся состоянии

$$\sigma = \varepsilon - k_{0.с} \mu < \Delta_{\text{нч}}/2 \quad (3.56)$$

Так как зона нечувствительности регулятора $\Delta_{\text{нч}}$ имеет небольшое значение, то выражение (3.56) приближенно можно записать в виде

$$\varepsilon = k_{0.с} \mu = 0,$$

откуда

$$W_p(p) = M(p) / E(p) = 1 / k_{0.с}. \quad (3.57)$$

Таким образом, импульсный регулятор с ИМ постоянной скорости со структурной схемой, приведенной на рис. 3.15, а, приближенно реализует П-закон регулирования с коэффициентом передачи

$$k_p = 1 / k_{0.с}.$$

На рис. 3.15, б показана переходная характеристика регулятора со структурной схемой, приведенной на рис. 3.14, а, при поступ-

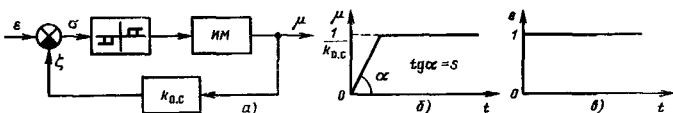


Рис. 3.15. Структурная схема импульсного П-регулятора с ИМ постоянной скорости (а) и его закон регулирования (б) при $\varepsilon(t) = 1$ (в)

лении на его вход единичного ступенчатого сигнала $\varepsilon(t) = 1$.

Полученная передаточная функция (3.57) соответствует условиям (3.35) и (3.36), а П-регулятор со структурной схемой на рис. 3.15, а — П-регулятору со структурной схемой на рис. 3.9, а.

С помощью импульсного регулирования можно реализовать закон ПИ-регулирования по структурной схеме, приведенной на рис. 3.16, а.

В этом случае релейный усилитель со статической характеристикой, приведенной на рис. 3.14, б, при включении ИМ охватывается отрицательной обратной связью в виде аperiodического звена с передаточной функцией

$$W_{0.c}(p) = k / (T_p + 1)$$

При поступлении на вход регулятора, например, постоянного сигнала $|\varepsilon| > \Delta_{нн}/2$ релейный усилитель срабатывает и включает ИМ, выходной вал которого начинает вращаться с постоянной частотой, перемещая регулируемый орган автоматической системы регулирования (на рис. 3.16 не показан) в сторону ликвидации отклонения регулируемой величины от заданного значения.

Одновременно с подачей постоянного напряжения $U = Z$ на ИМ это напряжение (или его часть) подается на устройство обратной связи.

В качестве устройства обратной связи в большинстве современных регулируемых устройств используются RC-цепи. Так как устройство обратной связи в схеме на рис. 3.16, а при включении ИМ является аperiodическим звеном (см. табл. 2.1), то при поступлении на его вход, например, постоянного напряжения $U_{вх} = |Z| = |A|$ на выходе появится напряжение $U_{вых} = \zeta$, возрастающее по экспоненте 1 (рис. 3.16, в). Это напряжение ζ направлено встречно напряжению входного сигнала ε , в результате чего результирующее напряжение $\sigma = \varepsilon - \zeta$, поступающее на вход релейного усилителя, начинает уменьшаться.

При уменьшении σ до значения $\sigma = \varepsilon - \zeta < \Delta_{нн}/2 - \Delta_a$ релейный элемент усилителя отключится (см. рис. 3.14, б), ИМ остановится, напряжение на входе канала обратной связи будет равно нулю ($Z = 0$). После этого конденсатор С цепи обратной связи начнет разряжаться через резистор R_2 и выходное напряжение $U_{вых} = \zeta$ начнет уменьшаться по экспоненте 2 (рис. 3.16, в).

Напряжение σ начнет возрастать, и при $\sigma > \Delta_{нн}/2$ релейный усилитель снова сработает, ИМ включится и на вход канала обратной связи будет подано постоянное напряжение $U_{вх} = Z$. Напряжение ζ на выходе канала обратной связи снова начнет возрастать по экспоненте.

Далее процесс периодического включения и выключения (автоколебательный ре-

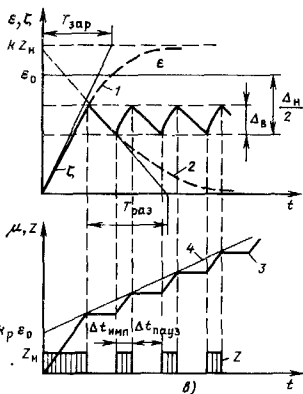
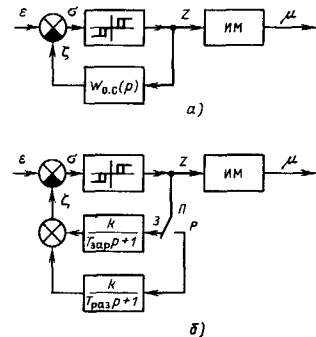


Рис. 3.16. Структурные схемы (а и б) импульсного ПИ-регулятора с ИМ постоянной скорости и переходные процессы в нем при $\varepsilon(t) = \varepsilon_0$ (в)

жим) релейного элемента усилителя, а следовательно, и ИМ будет повторяться. Характер перемещения $\mu = f(t)$ имеет вид ломаной линии 3 (рис. 3.16, в). Эта ломаная линия может быть приближенно заменена прямой 4, причем чем меньше длительность одного включения $\Delta t_{\text{имп}}$ релейного элемента и длительность паузы $\Delta t_{\text{пауз}}$, тем точнее совпадает действительный закон 3 изменения $\mu(t)$ с линеаризованной прямой 4.

Сравнивая линеаризованный закон изменения $\mu(t)$ (рис. 3.16, в) с идеальным законом ПИ-регулирования (см. рис. 3.5), видим, что релейно-импульсный регулятор с ИМ постоянной скорости со структурной схемой, приведенной на рис. 3.16, а, приближенно реализует пропорционально-интегральный закон регулирования. При этом очень важно отметить, что несмотря на наличие в регуляторе со структурной схемой на рис. 3.16, а нескольких существенно нелинейных элементов (релейного усилителя, исполнительного механизма постоянной скорости) регулятор с достаточной практической точностью реализует линейный закон ПИ-регулирования.

Пропорциональная составляющая закона ПИ-регулирования приближенно реализуется за счет начального быстрого перемещения с постоянной скоростью РО при изменении ε , а интегральная составляющая — за счет последующего автоколебательного режима работы релейного усилителя с отрицательной обратной связью и соответственно кратковременных перемещений ИМ.

В современных импульсных регуляторах для обеспечения независимой настройки $\Delta t_{\text{имп}}$ и $\Delta t_{\text{пауз}}$ цепь обратной связи обеспечивает различные постоянные времени заряда $T_{\text{зар}}$ и разряда $T_{\text{раз}}$ конденсатора С. При включении ИМ переключатель П с помощью специального переключающего устройства автоматически переводится в положение 3, включается цепь заряда конденсатора. При этом передаточная функция цепи обратной связи имеет вид

$$W_o(p) = k / (T_{\text{зар}} p + 1). \quad (3.58)$$

При отключении исполнительного механизма переключающим устройством переключатель П переводится в положение Р, включается цепь разряда конденсатора. При этом передаточная функция цепи обратной связи примет вид

$$W_o(p) = k / (T_{\text{раз}} p + 1). \quad (3.59)$$

Переходный процесс в цепи обратной связи при включении ИМ ($Z = Z_n$) в соответствии с (3.58) определяется дифферен-

циальным уравнением

$$T_{\text{зар}} (d\zeta_{\text{зар}}/dt) + \zeta_{\text{зар}} = k Z_n, \quad (3.60)$$

а при отключении ИМ ($Z = 0$) — уравнением

$$T_{\text{раз}} (d\zeta_{\text{раз}}/dt) + \zeta_{\text{раз}} = 0, \quad (3.61)$$

где $\zeta_{\text{зар}}$ и $\zeta_{\text{раз}}$ — выходные сигналы канала обратной связи в режимах $Z = Z_n$ (ИМ включен, конденсатор С заряжается) и $Z = 0$ (ИМ отключен, конденсатор С разряжается).

Решая дифференциальное уравнение (3.60) при нулевых начальных условиях $\zeta_{\text{зар}}(t=0) = 0$, получаем аналитическое выражение для экспоненты 1 (рис. 3.16, в):

$$\zeta_{\text{зар}} = k Z_n \left(1 - e^{-t/T_{\text{зар}}} \right). \quad (3.62)$$

Из (3.61) для экспоненты 2 при начальных условиях $\zeta_{\text{раз}}(t=0) = k Z_n$ находим

$$\zeta_{\text{раз}} = k Z_n e^{-t/T_{\text{раз}}}. \quad (3.63)$$

Определим параметры приближенного закона ПИ-регулирования релейно-импульсного регулятора с ИМ постоянной скорости.

При изменении входного сигнала ε со скоростью $d\varepsilon/dt$ длительность импульса $\Delta t_{\text{имп}}$ определяется выражением

$$\Delta t_{\text{имп}} = \Delta_b / [d(\varepsilon - \zeta_{\text{зар}})/dt]. \quad (3.64)$$

Длительность паузы

$$\Delta t_{\text{пауз}} = \Delta_n / [d(\varepsilon - \zeta_{\text{раз}})/dt]. \quad (3.65)$$

Решая совместно (3.60) и (3.64), находим

$$\Delta t_{\text{имп}} = \Delta_b / [(kA - \zeta_{\text{зар}})/T_{\text{зар}} - d\varepsilon/dt]. \quad (3.66)$$

Так как сигнал σ на входе релейного усилителя изменяется в малых пределах

$$\Delta_{\text{нч}}/2 \geq |\sigma| \geq \Delta_{\text{нч}}/2 - \Delta_b,$$

то при $\varepsilon \gg \Delta_{\text{нч}}/2$ в автоколебательном режиме усилителя можем принять, что $\varepsilon - \zeta_{\text{зар}} = \sigma \approx 0$, т. е. $\varepsilon \approx \zeta_{\text{зар}}$.

С учетом этого выражение (3.66) запишем в виде

$$\Delta t_{\text{имп}} = \Delta_b / (-d\varepsilon/dt - \varepsilon/T_{\text{зар}} + V_{\text{сн}}), \quad (3.67)$$

где

$$V_{\text{сн}} = k Z_n / T_{\text{зар}} \quad (3.68)$$

— параметр настройки регулятора, называемый «скоростью связи».

Решив совместно (3.61) и (3.65), найдем

$$\Delta t_{\text{выз}} = \Delta_{\text{в}} / (d\varepsilon/dt + \varepsilon/T_{\text{раз}}). \quad (3.69)$$

Период повторения импульсов

$$\begin{aligned} T_{\text{пер}} &= \Delta t_{\text{выз}} + \Delta t_{\text{пауза}} = \\ &= \Delta t_{\text{в}} \frac{V_{\text{св}} + (1/T_{\text{раз}} - 1/T_{\text{зар}})}{d\varepsilon/dt + \varepsilon/T_{\text{раз}}}. \end{aligned}$$

Сквозность импульсов [см. (3.53)]

$$\gamma = \frac{1}{V_{\text{св}} + B} (d\varepsilon/dt + \varepsilon/T_{\text{раз}}), \quad (3.70)$$

где

$$B = (1/T_{\text{раз}} - 1/T_{\text{зар}})\varepsilon. \quad (3.71)$$

С учетом (3.54) запишем

$$\frac{d\bar{\mu}}{dt} = \frac{S}{V_{\text{св}} + B} \left(\frac{d\varepsilon}{dt} + \frac{1}{T_{\text{раз}}} \varepsilon \right)$$

или

$$\mu = \frac{S}{V_{\text{св}} + B} \left(\varepsilon + \frac{1}{T_{\text{раз}}} \int \varepsilon dt \right). \quad (3.72)$$

При $T_{\text{раз}} \approx T_{\text{зар}}$ величина $B \approx 0$ и выражение (3.72) запишется как

$$\mu = k_p \left(\varepsilon + \frac{1}{T_{\text{из}}} \int \varepsilon dt \right), \quad (3.73)$$

где

$$k_p = S/V_{\text{св}} - ST_{\text{зар}}/(kZ_{\text{н}}); \quad T_{\text{из}} = T_{\text{раз}}. \quad (3.74)$$

Сравнивая (3.73) и (3.19), видим, что релейно-импульсный регулятор с ИМ постоянной скорости со структурной схемой, приведенной на рис. 3.16, б, действительно приближенно реализует закон ПИ-регулирования с параметрами настройки (3.74).

При поступлении на вход регулятора постоянного сигнала $\varepsilon = \varepsilon_0$ закон ПИ-регулирования (3.73) запишется в виде

$$\mu = k_p \varepsilon_0 (1 + t/T_{\text{из}}). \quad (3.75)$$

Уравнение (3.75) определяет переходный процесс в линеаризованном ПИ-регуляторе при $\varepsilon = \varepsilon_0$ (прямая 4 на рис. 3.16, в).

Фактический переходный процесс определяется ломаной линией 3.

При первом включении ИМ регулятора в начальный момент при $\zeta \approx 0$ скорость нарастания сигнала (рис. 3.16, в) на выходе обратной связи равна

$$d\zeta/dt = kZ_{\text{н}}/T_{\text{зар}} = V_{\text{св}} \quad (3.76)$$

Если $kZ_{\text{н}} \gg \varepsilon_0$, то сигнал обратной связи компенсирует выходной сигнал $\varepsilon = \varepsilon_0$ за время

$$\Delta t_{\text{в}} = (\varepsilon_0 - \Delta_{\text{нч}}/2 + \Delta_{\text{в}}) / (d\zeta/dt)$$

или

$$\Delta t_{\text{в}} = (\varepsilon_0 - \Delta_{\text{нч}}/2 + \Delta_{\text{в}}) / V_{\text{св}}. \quad (3.77)$$

При $\varepsilon_0 \gg \Delta_{\text{нч}}/2 - \Delta_{\text{в}}$ (3.77) приближенно можно записать в виде

$$\Delta t_{\text{в}} = \varepsilon_0 / V_{\text{св}}. \quad (3.78)$$

В течение этого времени релейный усилитель с обратной связью работает в неавтоколебательном режиме и ИМ перемещает регулирующий орган с постоянной скоростью. Регулятор работает в нелинейном режиме постоянной скорости.

После того как входной сигнал будет скомпенсирован с точностью ε_0 $\zeta = \sigma = \Delta_{\text{нч}}/2 - \Delta_{\text{в}}$, релейный усилитель отключит ИМ и сигнал на входе обратной связи исчезнет. Сигнал на выходе обратной связи начнет уменьшаться, и при $\varepsilon_0 - \zeta - \sigma = \Delta_{\text{нч}}/2$ релейный усилитель вновь включит ИМ и на вход обратной связи будет подан сигнал $Z = Z_{\text{н}}$. В дальнейшем релейный усилитель с обратной связью будет работать в автоколебательном режиме, а сигнал σ на входе релейного элемента будет изменяться только в диапазоне $\Delta_{\text{нч}}/2 \geq |\sigma| \geq \Delta_{\text{нч}}/2 - \Delta_{\text{в}}$, т. е. в пределах зоны возврата $\Delta_{\text{в}}$.

С помощью импульсного регулирования можно также реализовать закон ПИД-регулирования. Структурная схема ПИД-регулятора представлена на рис. 3.17, а. Отличие структурной схемы ПИД-регулятора на рис. 3.17, а от структурной схемы ПИ-регулятора на рис. 3.16, а состоит в том, что на суммирующее устройство поступает не только отклонение ε регулируемой величины от заданного значения, но и величина ε_d с выхода реального дифференцирующего звена с передаточной функцией $W_d(p) = k_d T_d p / (T_d p + 1)$, на вход которого подается отклонение ε .

Рассмотрим характер изменения выходной величины ПИД-регулятора при ступенчатом изменении входной величины — регулируемого параметра $\varepsilon = \varepsilon_0$.

В соответствии с табл. 3.1 при поступлении постоянной величины ε_0 на вход реального дифференцирующего звена с передаточной функцией

$$W_d(p) = k_d T_d p / (T_d p + 1)$$

сигнал на выходе звена будет изменяться по экспоненте

$$\varepsilon_d(t) = k_d \varepsilon_0 e^{-t/T_d}.$$

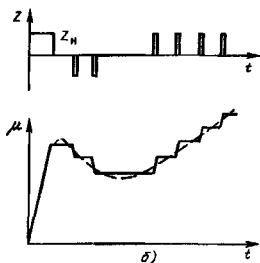
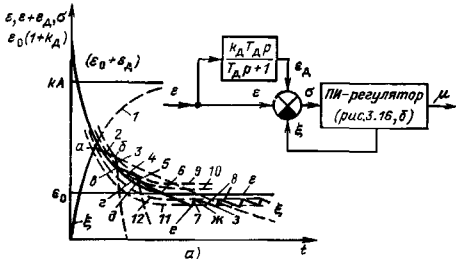


Рис. 3.17. Структурная схема (а) импульсного ПИД-регулятора и переходные процессы в нем (б) при $\epsilon(t) = \epsilon_0$

В начальный момент времени при $t = 0$ значение $\epsilon_d(0) = k_d$, а при $t \rightarrow \infty$ значение $\epsilon_d(\infty) \rightarrow 0$.

Таким образом, результирующий сигнал на входе релейного элемента регулятора (см. рис. 3.16, а и 3.17, а) будет определяться зависимостью

$$(\epsilon + \epsilon_d) = \epsilon_0 \left(1 + k_d e^{-t/T_d} \right).$$

При $t = 0$ результирующий сигнал будет равен $\epsilon_0(1 + k_d)$, а при $t \rightarrow \infty$ он будет равен ϵ_0 .

При $\epsilon_0(1 + k_d) > \Delta_{нч}/2$ релейный элемент регулятора сработает, включится ИМ и на вход суммирующего устройства будет поступать сигнал обратной связи ζ , возрастающий по экспоненте 1, определяемой постоян-

ной времени заряда $T_{зар}$ цепи обратной связи регулятора (рис. 3.17, б). На вход релейного элемента будет поступать сигнал $\sigma = (\epsilon + \epsilon_d) - \zeta$.

В точке а, образованной пересечением экспоненты 1 с кривой 12, определяемой зависимостью $\epsilon + \epsilon_d - \Delta_{нч}/2 + \Delta_n$, сигнал σ на входе релейного элемента будет равен

$$\sigma = \epsilon + \epsilon_d - \zeta = \Delta_{нч}/2 - \Delta_n.$$

После этого релейный элемент отключится, ИМ остановится и сигнал обратной связи ζ начнет уменьшаться по экспоненте 2, определяемой постоянной времени разряда $T_{раз}$ цепи обратной связи регулятора.

Если параметры регулятора k_d , T_d и $T_{раз}$ настроены таким образом, что после точки а сигнал $\epsilon + \epsilon_d$ уменьшается быстрее, чем ζ по экспоненте 2, то в точке б, образованной пересечением экспоненты 2 с кривой 9, определяемой зависимостью $\epsilon + \epsilon_d + \Delta_{нч}/2$, сигнал на выходе релейного элемента будет равен $\sigma = \epsilon + \epsilon_d - \zeta = -\Delta_{нч}/2$. После этого релейный элемент сработает, но уже в противоположную сторону: включится в противоположную сторону ИМ, и сигнал обратной связи начнет быстро уменьшаться по экспоненте 3. В точке в, образованной пересечением экспоненты 3 с кривой 10, определяемой зависимостью $\epsilon + \epsilon_d + \Delta_{нч}/2 - \Delta_n$, сигнал на входе релейного элемента будет равен $\sigma = -\Delta_{нч}/2 + \Delta_n$. После этого релейный элемент отключится, ИМ остановится и сигнал обратной связи ζ начнет уменьшаться по экспоненте 4 (сдвинутый по значению и времени участок экспоненты 2).

В точке г произойдет повторное включение ИМ в обратную сторону.

При этом сигнал обратной связи будет изменяться по экспоненте 5 (сдвинутый по значению и времени участок экспоненты 3). В точке д ИМ отключится.

Число включений ИМ в обратную сторону определяется параметрами настройки регулятора.

Так как постоянная времени T_d выбиралась меньше постоянной времени $T_{раз}$, то при некотором последующем отключении ИМ после его включения в обратную сторону скорость уменьшения ζ становится больше скорости уменьшения результирующего сигнала $\varepsilon + \varepsilon_d$. На рис. 3.17, б этот режим наступает после точки д (после второго включения — отключения ИМ в обратном направлении). При этом уменьшение сигнала обратной связи ζ будет переходить по экспоненте 6. В точке е, образованной пересечением экспоненты 6 с кривой 11, определяемой зависимостью $\varepsilon + \varepsilon_d - \Delta_{нч}/2$, сигнал на входе релейного элемента будет равен $\sigma = -\Delta_{нч}/2$. После этого релейный элемент работает в прямом направлении, включает в этом направлении ИМ и сигнал обратной связи начнет возрастать по экспоненте 7 (сдвинутый по значению и времени участок экспоненты 1). В точке ж релейный элемент отключится; сигнал обратной связи ζ будет убывать по экспоненте 8. В точке з релейный элемент снова включится в прямом направлении, и далее регулятор будет работать аналогично ПИ-регулятору (рис. 3.16, б).

На рис. 3.17, б показан характер изменения сигнала $Z(t)$ на выходе релейного элемента и сигнала $\mu(t)$ на выходе ПИД-регулятора со структурной схемой, приведенной на рис. 3.17, а.

Сравнивая характер изменения выходного сигнала $\mu(t)$ регуляторов на рис. 3.17 и 3.13 (кривая 1), видим, что регулятор со структурной схемой на рис. 3.17, а действительно с некоторым приближением реализует закон ПИД-регулирования [штриховая кривая на графике $\mu(t)$ на рис. 3.17, б].

3.5. ПОЗИЦИОННЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ

Позиционные регуляторы работают по принципу «включено — выключено». Их реализация осуществляется, например, с помощью контактных и бесконтактных релейных элементов.

Позиционные регуляторы бывают двух-, трех- и многопозиционными.

На рис. 3.18 приведены структурная схема и статические характеристики двухпозиционных регуляторов. Двухпозиционные регуляторы настраиваются таким образом, чтобы значения μ и ε отсчитывались вращениях от условного равновесного состояния объекта регулирования, соответствующего расчетным значениям μ_0 и ε_0 , принятым

за начало отсчета. При этом статическая характеристика двухпозиционного регулятора без зоны неоднозначности примет вид, представленный на рис. 3.18, б, а с зоной неоднозначности — на рис. 3.18, в. Применительно к двухпозиционным регуляторам границы зоны неоднозначности на статической характеристике (рис. 3.17, в) принято обозначать $\sigma_n + a$. При этом ширина зоны неоднозначности (зоны возврата) будет равна $\Delta_n = 2a$.

Аналитически статическая характеристика двухпозиционного регулятора без зоны неоднозначности запишется в виде

$$\left. \begin{aligned} \mu &= \mu_1 \quad \text{при } \varepsilon > 0; \\ \mu &= -\mu_2 \quad \text{при } \varepsilon < 0, \end{aligned} \right\} \quad (3.79)$$

а с зоной неоднозначности — в виде

$$\left. \begin{aligned} \mu &= \mu_1 \quad \text{при } \varepsilon \geq a; \\ \mu &= -\mu_2 \quad \text{при } \varepsilon \leq -a; \\ \mu &= \mu_1 \quad \text{при } -a < \varepsilon < a \text{ и } d\varepsilon/dt < 0; \\ \mu &= -\mu_2 \quad \text{при } -a < \varepsilon < a \text{ и } d\varepsilon/dt > 0. \end{aligned} \right\} \quad (3.80)$$

Из (3.79) и (3.80), а также из рис. 3.18, б и в следует, что двухпозиционные регуляторы постоянно оказывают на объект регулирования воздействия, отличные от их значений, необходимых для равновесного состояния системы (при $\varepsilon = 0$). В результате этого автоматическая система с двухпозиционным регулятором будет работать в автоколебательном режиме в окрестностях ее равновесного состояния.

Статические характеристики $\mu = f(\varepsilon)$ трехпозиционных регуляторов без зон неоднозначности и с зонами неоднозначности приведены на рис. 3.19, а и б.

Аналитически статическая характеристика трехпозиционного регулятора без зон неоднозначности запишется в виде

$$\left. \begin{aligned} \mu &= 0 \quad \text{при } |\varepsilon| \leq \Delta_{нч}/2; \\ \mu &= \mu_1 \quad \text{при } \varepsilon \geq \Delta_{нч}/2; \\ \mu &= -\mu_2 \quad \text{при } \varepsilon \leq -\Delta_{нч}/2, \end{aligned} \right\} \quad (3.81)$$

где $\Delta_{нч}$ — зона нечувствительности регулятора, а с зонами неоднозначности — в виде

$$\left. \begin{aligned} \mu &= 0 \quad \text{при } |\varepsilon| < \Delta_{нч}/2 - \Delta_n, \\ \mu &= 0 \quad \text{при } \Delta_{нч}/2 - \Delta_n < \varepsilon < \Delta_{нч}/2 \text{ и } d\varepsilon/dt > 0, \\ \mu &= 0 \quad \text{при } \Delta_n - \Delta_{нч}/2 > \varepsilon > -\Delta_{нч}/2 \text{ и } d\varepsilon/dt < 0; \\ \mu &= \mu_1 \quad \text{при } \varepsilon \geq \Delta_{нч}/2; \end{aligned} \right\} \quad (3.82)$$

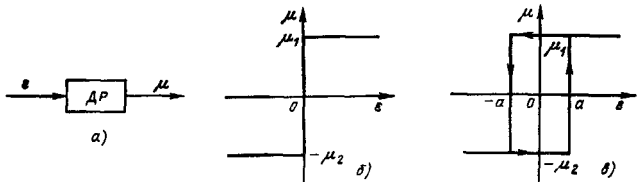


Рис. 3.18. Структурная схема (а) и статические характеристики без зоны неоднозначности (б) и с зоной неоднозначности (в) двухпозиционного регулятора:
ДР — двухпозиционный регулятор

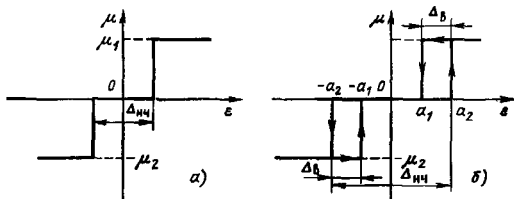


Рис. 3.19. Статические характеристики трехпозиционных регуляторов без зон неоднозначности (а) и с зонами неоднозначности (б)

$\mu = \mu_1$ при $\Delta_{нч}/2 - \Delta_b < \varepsilon < \Delta_{нч}/2$ и $d\varepsilon/dt < 0$;
 $\mu = -\mu_2$ при $\varepsilon \leq -\Delta_{нч}/2$;
 $\mu = -\mu_2$ при $\Delta_b - \Delta_{нч}/2 > \varepsilon > -\Delta_{нч}/2$ и $d\varepsilon/dt > 0$.

Из (3.81) и (3.82), а также из рис. 3.19, а и б следует, что трехпозиционные регуляторы имеют устойчивое состояние ($\mu = 0$) в окрестностях равновесного состояния системы ($\varepsilon = 0$), определяемых зоной нечувствительности регулятора, т.е. будет сохраняться условие $|\varepsilon| < \Delta_{нч}/2$, то в этом состоянии автоматическая система регулирования может оставаться бесконечно долго. В системе не будет никаких автоколебательных процессов.

На рис. 3.20 дан пример структурной

схемы многопозиционного регулятора и его статических характеристик без зон неоднозначности и с зонами неоднозначности.

Из структурной схемы на рис. 3.20, а многопозиционного регулятора следует, что его можно представить как несколько двухпозиционных регуляторов с различными уставками их срабатывания, соединенными последовательно.

Отклонение регулируемой величины от заданного значения ε поступает на входы всех двухпозиционных регуляторов. Основной двухпозиционный регулятор ДР₀ срабатывает при изменении знака ε . Например, при $\varepsilon > 0$ регулятор ДР₀ срабатывает и на его выходе появляется регулирующий сигнал μ_0 . Если этого регулирующего воздействия оказывается недостаточно и отклонение продолжает возрастать, то при $\varepsilon - \Delta g_1 > 0$ срабатывает регулятор ДР_{1Б} и на выходе многопозиционного регулятора появляется дополнительное регулирующее воздействие $\mu_{1Б}$. Результирующее воздействие на выходе будет равно $\mu = \mu_0 + \mu_{1Б}$. В общем случае таких дополнительных регуляторов может быть несколько и при возрастании ε результирующее регулирующее воздей-

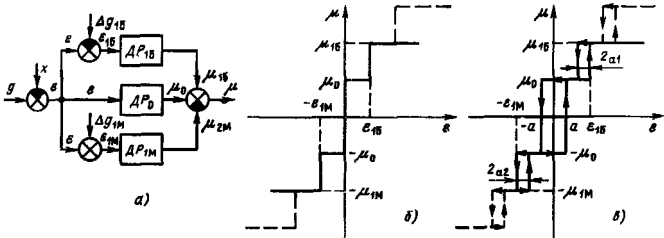


Рис. 3.20 Пример структурной схемы (а) и статических характеристик без зон неоднозначности (б) и с зонами неоднозначности (в) многопозиционного регулятора

ствие может быть равно

$$\mu = \mu_0 + \sum_{i=1}^n \mu_{iB},$$

где n — число двухпозиционных регуляторов DP_{iB} , включившихся при возрастании ε .

Если при очередном включении i -го двухпозиционного регулятора отклонение ε начнет уменьшаться, то регуляторы поочередно в обратной последовательности начнут отключаться.

Аналогично работает многопозиционный регулятор при отклонении ε в обратную сторону, т. е. при $\varepsilon < 0$.

Результатирующее воздействие многопозиционного регулятора при этом будет равно

$$-\mu = -\mu_0 - \sum_{j=1}^m \mu_{jM},$$

где m — число двухпозиционных регуляторов DP_{jM} , включившихся при уменьшении ε в сторону $\varepsilon < 0$.

Статическая характеристика многопозиционного регулятора без зон неоднозначности составляющих двухпозиционных регуляторов представлена на рис. 3.20, б, а при наличии зон неоднозначности — на рис. 3.20, в.

3.6. АВТОМАТИЧЕСКИЕ РЕГУЛЯТОРЫ ПРЯМОГО ДЕЙСТВИЯ

Как указывалось в § 3.1, в регуляторах прямого действия воздействие регулируемой величины на первичный измерительный преобразователь регулятора служит источником энергии как для формирования закона регулирования, так и для перемещения регулирующего органа. К этим регуляторам энер-

гия извне не подводится. Автоматические регуляторы получили широкое распространение в системах стабилизации давления, расхода, уровня, температуры и т. д.

В качестве примера на рис. 3.21 представлен автоматический регулятор давления прямого действия, поддерживающий заданное значение давления среды в трубопроводе после регулирующего клапана, т. е. «после себя».

Регулятор выполнен в виде клапана с мембранным приводом. На мембрану 1 действуют давление измеряемой среды и прогибающаяся пружина 2.

При заданном значении давления условие равновесия сил, действующих на мембрану, запишется в виде

$$pf_M = cl, \quad (3.83)$$

где p — заданное значение давления в трубопроводе; f_M — эффективная площадь мембраны 1; c — жесткость пружины 2; l — перемещение клапана 5, жестко соединенного штоком 4 с мембраной 1.

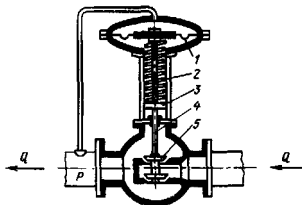


Рис. 3.21. Автоматический регулятор давления прямого действия

Если давление p увеличится на значение Δp , например в результате уменьшения расхода среды Q потребителем, то мембрана 1 прогнется вниз, перемещая клапан на расстояние Δl , при котором сила сжатия пружины уравновесит возросшее давление среды на мембрану.

Новое условие равновесия сил на мембране запишется в виде

$$(p + \Delta p) f_m = c(l + \Delta l)$$

или с учетом (3.83) в виде

$$\Delta p f_m = c \Delta l, \quad (3.84)$$

откуда

$$\Delta l = f_m \Delta p / c \quad (3.85)$$

Таким образом, в приближениях от заданного равновесного состояния регулятор прямого действия, приведенный на рис. 3.21, формирует пропорциональный закон регулирования

$$\mu = k_p \varepsilon, \quad (3.86)$$

где $\varepsilon = \Delta p = p_e -$ входная величина, равная отклонению давления от заданного значения, $\mu = \Delta l$ выходная величина, равная приращению перемещения клапана; $k_p = f_m / c$ — коэффициент передачи регулятора.

Заданное значение давления (регулируемой величины) устанавливается изменением натяжения пружины 2 (меняется жесткость c пружины) путем вращения натяжной гайки 3.

Принцип действия регулятора расхода прямого действия аналогичен принципу действия регулятора давления. Разница состоит только в том, что вместо давления p на мембрану воздействует перепад давлений на сужающем устройстве (диафрагме), являющемся первичным измерительным преобразователем расхода.

Примером регулятора уровня прямого действия может служить поплавковое контактное регулирующее устройство.

В регуляторах температуры прямого действия первичным измерительным преобразователем служит, как правило, термометрическая система, состоящая из термобаллона, частично заполненного жидкостью, кипящей при низкой температуре, капилляра и сильфона. При изменении температуры среды, в которую помещается термобаллон, изменяется давление паров жидкости в термометрической системе, в результате чего сильфон или сжимается, или разжимается, перемещая аналогично мембране на рис. 3.21 регулирующий клапан. Регулирующий клапан изменяет количество теплоносителя (па-

ра, горячая вода, теплоты и т. п.), подаваемого к объекту регулирования температуры, восстанавливая ее заданное значение.

Заданное значение температуры устанавливается изменением натяжения пружины, воздействующей на сильфон.

Все регуляторы прямого действия, как правило, реализуют наиболее простой закон П-регулирования.

Рассмотрим типовую структурную схему автоматической системы регулирования с регулятором прямого действия на примере АСР давления, представленной на рис. 3.21.

Суммирующим устройством регулятора в данном случае является мембрана, на которую воздействует регулируемая величина — давление p и противодействующее усилие p_d пружины 2 задатчика. При заданном режиме в системе $p = p_{зд} = p_d$ и $p_{зд} = p_d = 0$. При отклонении регулируемой величины от заданного значения на $\Delta p_{зд}$ или изменении задания на $\Delta p_{зд}$ разность давлений $\Delta p_{зд} = -\Delta p_d = p_e$ воздействует на мембрану в сторону уменьшения этого отклонения, перемещая на Δl седло клапана.

В отклонениях от заданного режима передаточная функция регулятора запишется в виде

$$W_p = \Delta L(p) / P_e(p) = f_m / c - k_p.$$

Входной величиной объекта регулирования является перемещение Δl клапана, а выходной — изменение давления Δp за клапаном.

Передаточная функция объекта регулирования запишется в виде

$$W_{об}(p) = \Delta P(p) / \Delta L(p) = k_{об}.$$

С учетом этого структурная схема АСР по каналу задающего воздействия имеет вид, представленный на рис. 3.22.

Передаточная функция замкнутой системы имеет вид

$$\Phi(p) = \frac{f_m k_{об} / c}{1 + f_m k_{об} / c} = \frac{f_m k_{об}}{c + f_m k_{об}}. \quad (3.87)$$

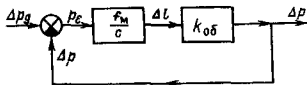


Рис. 3.22. Структурная схема АСР с регулятором прямого действия по рис. 3.21

В соответствии с (3.8) передаточная функция АСР относительно ошибки регулирования имеет вид

$$\Phi_e(p) = c / (c - f_m k_{об}). \quad (3.88)$$

Из (3.88) следует, что чем больше площадь

мембраны f_m и коэффициент усиления объекта $k_{об}$, тем меньше статическая ошибка регулирования.

Коэффициент усиления объекта определяется расходной характеристикой регулирующего органа.

Раздел 4

НАЛАДКА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СРЕДСТВ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

4.1. СОВРЕМЕННЫЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СРЕДСТВ РЕГУЛИРОВАНИЯ

Современные электрические средства автоматического регулирования разрабатываются по агрегированию-блочному принципу. Блоки образуют агрегированный комплекс (систему) технических средств (КТС), с помощью которого для конкретного технологического объекта путем набора определенных блоков проектируют автоматическую систему регулирования с требуемыми статическими и динамическими свойствами.

Каждый блок КТС выпускается заводами приборостроительной промышленности в виде конструктивно законченного изделия. При автоматизации технологических процессов в настоящее время наиболее широкое применение находят агрегированные комплексы электрических средств регулирования АКЭСР, АКЭСР-2, «Каскад-2», «Контур», КМ2201.

Комплекс технических средств АКЭСР

Структурная схема комплекса АКЭСР приведена на рис 4.1.

Комплекс включает в себя следующие группы блоков:

функциональные устройства (БВО — блок вычислительных операций, БСЛ — блок селектирования; БНП — блок нелинейных преобразований; БСГ — блок сигнализации, БПИ — блок прецизионного интегрирования, БДП — блок динамических преобразований);

регулирующие устройства (РБИ1, РБИ2, РБИЗ, РБА);

блоки ввода-вывода информации (БКР1, БКР2, БКР3 — блоки кондуктивного разделения);

устройства оперативного управления (БРУ-1К, БРУ-2К, БРУ-3К; БРУ-У — блоки ручного управления; РЗД, РЗД-К — ручные задатчики);

источник группового питания (БПГ — блок питания групповой).

По конструктивным признакам изделия комплекса делятся на приборные и шкафные.

Приборное исполнение (в шифре блока через дефис указывается буква П, например БПИ-П) имеют блоки устройства ввода-вывода информации, функциональных и регулирующих устройств.

Шкафное исполнение (в шифре блока через дефис указывается буква Ш) имеют блоки устройств ввода-вывода информации, функциональных (кроме блоков БСЛ, БНП), регулирующих устройств и блок питания БПГ. В группу функциональных устройств входят блоки, перечисленные ниже.

Блок вычислительных операций БВО-П(Ш) предназначен для алгебраического суммирования унифицированных сигналов постоянного тока, умножения, возведения в квадрат, деления или извлечения квадратного корня. В блоке — два канала суммирования и один универсальный для выполнения одной из операций — умножения, возведения в квадрат, деления или извлечения квадратного корня. Диапазон изменения входного и выходного сигналов — $10 \div 0 \div +10$ В.

Блоки селектирования БСЛ-П(Ш) и сравнения (БСЛ) предназначены для выделения наибольшего (наименьшего) сигнала из трех- или четырехлинейных комбинаций входных сигналов.

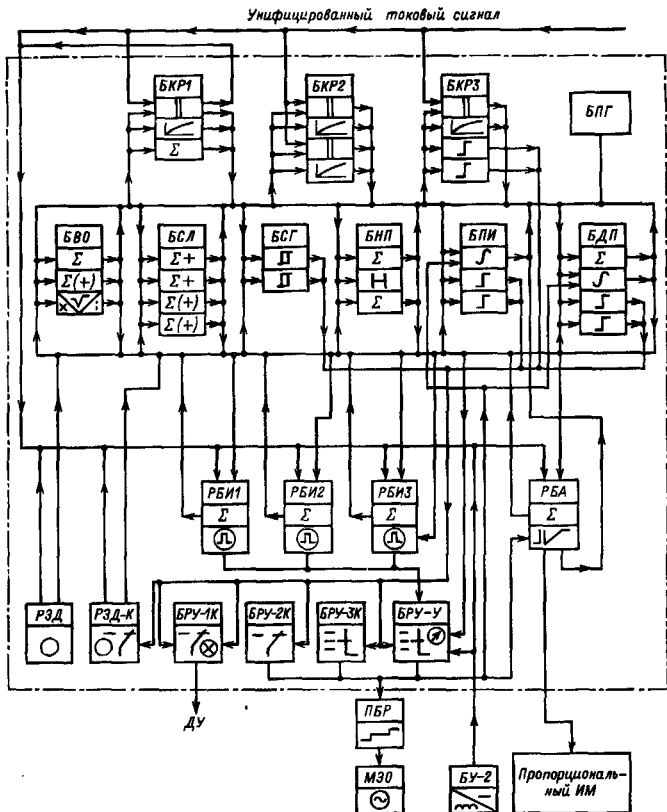


Рис. 4.1. Структурная схема системы АКЭСР

Значения входного и выходного сигналов для БСЛ 0–5 мА, для БСЛ-П(Ш) – 10 ÷ 0 ÷ + 10 В. Прибор БСЛ-П(Ш) имеет дополнительный выход в виде переменного напряжения 0–10 В. Выходные логические сигналы (состояние контактов реле):

1 – контакт замкнут, 0 – контакт разомкнут.

Блок нелинейных преобразований БНП-П(Ш) предназначен для формирования нелинейной зависимости выходного сигнала от входного (измеряемого параметра). Кроме того, блоки позволяют осуществлять алгебраическое суммирование двух сигналов с умножением одного из сигналов на масштабный коэффициент.

Значение входного сигнала $-10 \div 0 \div +10$ В; $0-10$ В. Значение выходного сигнала $-10 \div 0 \div +10$ В.

Блок БНП модификации ОУ предназначен также для формирования нелинейной зависимости выходного сигнала от измеряемого параметра, представленного унифицированным сигналом тока или напряжения. Диапазон изменения входного и выходного сигналов $0-5$ мА; $0-20$ мА; $0-10$ В.

Блоки сигнализации БСГ-П(Ш) предназначены для сигнализации отклонения входных сигналов. Они могут использоваться для двух- и трехпозиционного регулирования.

Блоки сигнализации имеют два независимых канала сигнализации достижения входным сигналом установленных значений. Каждый канал содержит сумматор входных сигналов, демпфирующее устройство, бесконтактный релейный элемент и выходные ключи.

На выходе блока имеются два переключающихся контакта. Диапазон изменения входного и выходного сигналов $-10 \div 0 \div +10$ В.

Блок предельного интегрирования БПИ-П(Ш) предназначен для интегрирования входного аналогового или логического сигнала с возможностью ограничения выходного сигнала или с двухпредельной сигнализацией двух предельных значений выходного сигнала.

Блоки БПИ-П имеют один выход с гальваническим разделением от остальных цепей и один выход без гальванического разделения. Они имеют устройство памяти, восстанавливающее значение выходного сигнала после длительной перерыва подачи напряжения питания.

Значение входного сигнала $-10 \div 0 \div +10$ В; $0-10$ В; логического сигнала 1 (соответствует значению напряжения -24 В), 0 (соответствует 0). Диапазон изменения выходного сигнала с гальваническим разделением $0-5$; $0-20$; $4-20$ мА; $0-10$ В. Значение выходного сигнала без гальванического разделения $0 \div +10$ В.

Блоки динамических преобразований БДП-П(Ш) осуществляют алгебраическое суммирование трех входных сигналов с предварительным масштабированием двух из них. Этот блок предназначен для динамического преобразования (интегрирования, демпфирования или дифференцирования) линейной комбинации входных сигналов с возможностью ограничения выходного сигнала или двухпредельной сигнализацией.

Значение выходного сигнала после перерыва подачи напряжения питания восстанавли-

вается благодаря тому, что выходной код при отклонении напряжения питания блока за допустимый предел переписывается в запоминающее устройство, а при восстановлении питания (после окончания переходных процессов в триггерах счетчика) записывается вновь. Диапазон изменения входных и выходных сигналов $-10 \div 0 \div +10$ В; $0-10$ В.

Блоки регулирующие. В группу регулирующих устройств комплекса входят блоки с импульсным и аналоговым выходами (буквы И или А в шифре блока соответственно).

Блоки регулирующие импульсные выпускаются нескольких модификаций: РБИ1, РБИ2, РБИ3.

Блоки РБИ1-Ш(П) предназначены для формирования закона ПИ-регулирования без дистанционной подстройки параметров.

Блоки РБИ2-Ш(П) обеспечивают дискретную в три ступени дистанционную подстройку. Значения параметров на первой ступени устанавливаются переключателями и являются исходными, на второй и третьей ступенях — устанавливаются при подготовке блока к работе.

Блоки РБИ3-Ш(П) обеспечивают дистанционную аналоговую подстройку параметров.

Диапазон изменения входного сигнала $0-5$; $0-20$; $4-20$ мА, $0-10$ В.

Диапазон изменения выходного сигнала $-10 \div 0 \div +10$ В.

Блоки регулирующие аналоговые РБА-Ш(П) предназначены для формирования тех же законов, что и импульсные блоки.

Они могут использоваться для связи аналоговой системы регулирования с цифровой управляющей вычислительной машиной.

Регулирующий аналоговый блок представляет собой многоконтурную динамическую систему, реализующую путем переключений различные законы регулирования.

Аналоговые блоки обеспечивают плавный переход управления с автоматического на ручное и обратно, а также ограничение выходного сигнала по верхнему и нижнему уровням.

Диапазон изменения входного сигнала $0-5$; $0-20$; $4-20$ мА; $0-10$ В.

Диапазон значений выходного сигнала может быть как прямым: $0-5$; $0-20$; $4-20$ мА; $0-10$ В, $-10 \div 0 \div +10$ В, так и инверсным: $5-0$, $20-0$, $20-4$ мА; $10-0$ В.

Блоки ввода-вывода информации. В группу устройств ввода-вывода информации входят блоки кондуктивного разделения: БКР1 — блок кондуктивного разделения

с сумматором, БКР2 — блок кондуктивного разделения двухканальный, БКР3 — блок кондуктивного разделения с двумя устройствами сравнения.

Они применяются для гальванического разделения электрических цепей информационных унифицированных аналоговых сигналов датчиков технологических параметров с гальваническим (кондуктивным) разделением входных цепей от выхода, а также в тех случаях, когда существует опасность замыкания на землю электрических цепей датчиков.

Для повышения помехозащищенности все дистанционные аналоговые сигналы вводятся в сложные устройства измерения и регулирования с кондуктивным разделением. Лишь в регулирующих приборах и блоках для простейших случаев предусматривается возможность непосредственного введения двух токовых сигналов без кондуктивного разделения.

Кроме основной функции — гальванического разделения электрических цепей — блоки БКР обеспечивают выполнение и других функций: суммирование сигналов, умножение сигнала на постоянный коэффициент, демпфирование сигнала с регулируемой постоянной времени демпфирования $T_{дф}$ и сравнение сигналов. Диапазон изменения входного сигнала 0—5, 0—20; 4—20 мА, 0—10 В; $-10 \div 0 \div +10$ В. Диапазон изменения выходного сигнала блоков БКР1 0—5, 0—20, 4—20 мА, $-10 \div 0 \div +10$ В; 0—10 В; блоков БКР2 и БКР3 $-10 \div 0 \div +10$ В; 0—10 В.

Блоки оперативного управления. Оперативные органы управления в шкафных субблоках системы АКЭСР не предусматриваются. Для этого используются выносные устройства оперативного управления. Группа выносных устройств оперативного управления включает в себя блоки, предназначенные для разделения на оперативных путях, щитах и мнемосхемах.

В группу устройств оперативного управления входят блоки ручного управления БРУ-1К, БРУ-2К, БРУ-3К, БРУ-У, которые предназначены для дистанционного управления ДУ технологическим процессом и для перехода с дистанционного управления на автоматическое и обратно. Блок БРУ-1К однокнопочный. Он используется для включения цепей перемещения регулирующего органа в одном направлении с автоматическим возвращением цепей в исходное состояние. Блок БРУ-2К двухкнопочный. Он предназначен для включения цепей перемещения регулирующего органа в обоих направлениях. Блок БРУ-3К трехкнопочный, служит для осуществления перемещения регулирующего

органа в обоих направлениях и переключения цепей в исходное состояние. Блок БРУ-У трехкнопочный с встроенным индикатором положения регулирующего органа исполнительного устройства, информация о положении регулирующего органа поступает в виде токового сигнала (0—5 мА) или сигнала напряжения (0—10 В).

В группу оперативного управления включены также блоки РЗД и РЗД-К ручной установки заданного значения регулируемого параметра в виде сигналов тока или напряжения.

Ручной задатчик РЗД предназначен для дистанционного управления заданием регулятора.

Ручной задатчик РЗД-К имеет встроенный переключатель. Задатчик предназначен для дистанционного изменения задания регулятора, а также переключения цепей управления исполнительными устройствами с автоматическим возвращением цепей в исходное состояние после окончания ручного воздействия.

Блок питания групповой БПГ-Ш предназначен для питания блоков АКЭСР в шкафовом исполнении, формирования стабилизированных напряжений постоянного тока, используемых в качестве опорных величин.

Блок представляет собой преобразователь напряжения трехфазной сети в напряжение постоянного и переменного токов требуемого уровня ($+24$; ± 10 , 24 В).

Системы управления на аппаратуре АКЭСР. Управление исполнительными механизмами осуществляется по сигналам импульсного регулирующего блока РБИ.

Сигнал от датчика, прошедший кондуктивный разделитель, поступает на вход сумматора блока РБИ. Сигнал задания формируется задатчиком РЗД и тоже поступает на вход сумматора блока РБИ, где вместе с сигналом обратной связи ИМ формируется сигнал рассогласования. Управление объектом от РБИ может осуществляться как автоматически, так и дистанционно. Выбор режима управления осуществляется ключом блока управления БРУ-У. При автоматическом режиме сигнал рассогласования обрабатывается в формирователе закона регулирования и через ключ блока ручного управления БРУ-У, установленный в положение «А» (автоматическое), поступает на усилитель ПБР, который управляет исполнительным механизмом.

В режиме ручного управления сигнал управления формируется кнопками «Б» (больше) и «М» (меньше), встроенными в БРУ-У. Ключ выбора режимов при этом устанавливается в положение «Д» (дистан-

пионное). Сигнал от датчика положения ИМ поступает на индикатор, встроенный в БРУ-У, и на вход сумматора РБИ1 РБИЗ.

Регулирующий блок РБИ работает в комплексе с исполнительными механизмами типов МЭО-68; МЭО-К-68 и с магнитными пускателями ПБР-2-3 или ПМЕ-223

Индикация положения МЭО через блок указателей БУ-2 осуществляется показывающим прибором блока управления БУ-2

Блоки РБИЗ-П, РБИЗ-Ш обеспечивают дистанционную аналоговую подстройку параметров.

При построении АСР на базе шкафного варианта аппаратуры питание регуляторов осуществляется от блока питания БПГ. Ручной задатчик регулятора должен питаться от того же блока, в противном случае аварийное отключение питания задатчика может привести к ложному срабатыванию регулятора.

При построении схем управления с аналоговым регулирующим блоком РБА рекомендуется унифицированный токовый сигнал 0—5 мА, пропорциональный параметру, подавать на вход блока кондуктивного разделения БКР1, далее с этого блока сигнал 0—10 В подается на вход РБА. Для установки задания используется задатчик РЗД, сигнал которого 0—10 В также поступает на блок РБА. В этом случае выходные зажимы токового сигнала задания соединяются перемычкой.

Унифицированный токовый сигнал с выхода блока РБА поступает через блок ручного управления БРУ-У в схему исполнительного устройства системы регулирования.

При построении АСР с блоками РБА шкафного варианта питание аппаратуры осуществляется, как и для АСР с блоками РБИ

Комплекс технических средств АКЭСР-2

В настоящее время разработана и выпускается промышленностью вторая очередь системы АКЭСР (АКЭСР-2).

Аппаратура комплекса АКЭСР-2 имеет более широкие функциональные возможности и позволяет проектировать АСР различного функционального назначения. Аппаратура АКЭСР-2 позволяет сочетать ее с действующими на объектах АСР, выполненными с применением аппаратуры АКЭСР первой очереди, как по совместимости сигналов, так и по габаритным размерам.

Комплекс АКЭСР-2 включает в себя функциональные устройства (БДС —

блок динамической связи, БСД — блок суммирования и демпфирования, БСС — блок суммирования и сигнализации, БВО-2 — блок вычислительных операций, БНП-2 — блок нелинейных преобразований, БСЛ-2 — блок спектрирования);

регулирующие устройства РП4-У, РП4-П, РП4-Т;

устройства оперативного управления (БРУ-22, БРУ-32, БРУ-42 — блоки ручного управления; БЗИ — блок задатчика интегрирующего; РЗД-12, РЗД-22 — ручные задатчики). Блоки АКЭСР-2 многофункциональные. Назначение блоков и некоторые их характеристики приведены ниже.

Блок динамической связи БДС предназначен для алгебраического суммирования входных аналоговых сигналов задания, последующего демпфирования и динамического преобразования этой суммы по законам, характерным для всережимных автоматических систем регулирования. Блок может быть использован как дифференциатор или демпфер.

Блок предназначен также для работы в качестве устройства динамической связи.

Токовых входов четыре, из них три — масштабируемые. Вход по напряжению один. Выходной сигнал изменяется от 5 до +0,5 мА и от -10 до +10 В

Имеется внутренний токовый задатчик 0—100%

Блок суммирования и демпфирования БСД предназначен для алгебраического суммирования входных аналоговых сигналов и сигнала задания с последующим демпфированием этой суммы.

Возможно также его использование в операции умножения и деления сигнала. Она выполняется с помощью блока БВО-П и двух блоков БСД, преобразующих токовый сигнал в сигнал напряжения, и сигнал напряжения — в токовый.

Токовых входов четыре, из них три масштабируемые. Вход по напряжению один. Выходной сигнал изменяется от -5 до +5 мА и от -10 до +10 В.

Имеется внутренний токовый задатчик 0—100%, обеспечена возможность подключения внешнего $\pm 5\%$ -ного задатчика РЗД-2.

Блок суммирования и сигнализации БСС предназначен для алгебраического суммирования входных сигналов постоянного тока, сравнения их с заданием, демпфирования и преобразования результата в дискретный сигнал.

Токовых входов три, из них два — масштабируемые. Вход по напряжению один. Выходной сигнал дискретный (два положения переключающего реле).

Имеется внутренний токковый задатчик 0—100%, а также возможность подключения внешнего задатчика РЗД-12 с диапазоном $\pm 5\%$.

Установка режима работы блока определяется положением переключателей на внутренней панели прибора.

Блок вычислительных операций БВО-2 предназначен для выполнения математических операций умножения и деления и имеет возможность суммирования аналоговых сигналов, возведения их в квадрат и извлечения квадратного корня.

Входные сигналы изменяются от 0 до 5 или от 0 до 20 мА, выходной — от 0 до 5 мА или от 0 до 10 В.

Блок нелинейных преобразований БНП-2 предназначен для демпфирования и нелинейного преобразования входного аналогового сигнала.

Блок имеет возможность возводить в степень и извлекать квадратные корни.

Входной сигнал изменяется от 0 до 5 или от 0 до 20 мА, выходной — от 0 до 5 мА или от 0 до 10 В.

Блок селектирования БСЛ-2 предназначен для выделения наибольшего или наименьшего сигнала из нескольких входных и передачи его на выход с одновременной сигнализацией номера выделяемого сигнала.

Токковых входов четыре. Выходной аналоговый сигнал один.

Для сигнализации номера выделяемого сигнала БСЛ-2 имеет четыре логических выхода в виде переключателей контактов реле. Для получения активного логического сигнала 0 или 24 В к этим выходам необходимо подключить блок преобразователя напряжения БПН-25, который имеет два гальванически не связанных источника напряжения постоянного тока.

Регулирующие блоки. В группу регулирующих устройств системы АКЭСР-2 входят блоки РП4-У, РП4-П и РП4-Т.

Блок (регулирующий прибор) РП4 осуществляет сравнение сигнала задания с сигналом значения параметра, выделяет сигнал рассогласования и формирует совместно с электрическим исполнительным механизмом постоянной скорости закон ПИ-регулирования.

Блок РП4-У предназначен для работы с токковыми датчиками. Блок имеет четыре входа от 0 до 5 или от 0 до 24 мА и два выхода от 0 до 10 В. Токковые входы гальванически разделены друг от друга и от выхода.

Блок РП4-Т предназначен для работы с двумя термопреобразователями сопротивления и одним преобразователем термоэлек-

трическим. Входной сигнал изменяется от 0 до 50 мВ. Датчик подключается к коробке холодных спаев КХС4.

Блок РП4-П предназначен для работы с дифференциально-трансформаторными, индуктивными, реостатными и ферродинамическими датчиками.

Блоки оперативного управления. В группу устройств оперативного управления входят блоки БРУ, БЗИ и РЗД.

Блок ручного управления (БРУ) предназначен для выбора вида управления исполнительным механизмом (автоматическое или ручное), осуществления визуального контроля за положением выходного вала электрического ИМ, осуществления световой индикации положения элементов цепей управления.

Блок интегрирующего задатчика (БЗИ) предназначен для интегрирования импульсных сигналов, преобразования значения интеграла в эквивалентное значение аналогового сигнала и запоминания значения интеграла при отсутствии входных сигналов или снятия питающего напряжения. Блок предназначен для формирования совместно с релейным регулирующим прибором РП4 корректирующего воздействия.

Блок «ручной задатчик» (РЗД) предназначен для ручного ввода унифицированного сигнала от 0 до 5 мА в функциональные блоки. Блок выполняет также функции преобразования основных видов унифицированных сигналов и усиления по мощности унифицированного сигнала. Дополнительно блок служит для индикации срабатывания релейного блока по фазам «меньше» и «больше».

Принципы построения автоматических систем с применением блоков АКЭСР-2. В АСР, реализуемых с использованием блоков системы АКЭСР-2, сигнал от датчика поступает на вход регулирующего прибора. Сигнал задания формируется задатчиком РЗД и тоже поступает на вход РП4, где вместе с сигналом обратной связи ИМ формируется сигнал рассогласования. Управление объектом от РП4 может осуществляться как автоматически, так и дистанционно. Переключение это осуществляется ключом выбора режимов блока управления БРУ-42. В автоматическом режиме сигнал рассогласования обрабатывается в РП4 в соответствии с законом регулирования и через ключ блока ручного управления БРУ-42, установленный в положение «А» (автоматическое), поступает на усилитель ПБР-2М, который управляет исполнительным механизмом МЭО.

В режиме ручного управления сигнал формируется путем нажатия кнопок

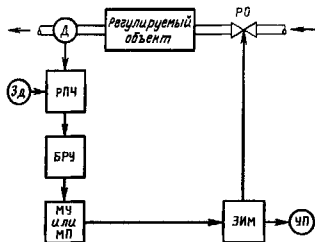


Рис. 4.2. Структурная схема АСР с ПИ-регулятором на блоках АКЭСР-2:

ЗД — задатчик, Д — датчик; РО — регулирующий орган; УП — указатель положения; ЭИМ — электрический исполнительный механизм; МУ — магнитный усилитель, МП — магнитный пускатель

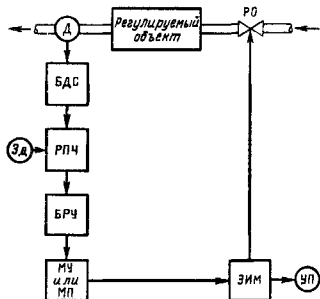


Рис. 4.5. Структурная схема АСР с ПД-регулятором на блоках АКЭСР-2

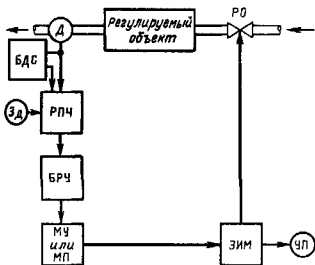


Рис. 4.3. Структурная схема АСР с ПИД-регулятором на блоках АКЭСР-2

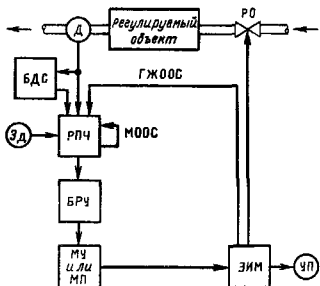


Рис. 4.6. Структурная схема АСР с И-регулятором на блоках АКЭСР-2

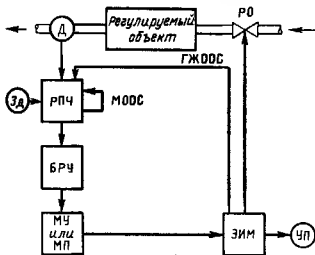


Рис. 4.4. Структурная схема АСР с П-регулятором на блоках АКЭСР-2:

ГЖООС — главная жесткая отрицательная обратная связь; МООС — местная отрицательная обратная связь

«Б» (больше) и «М» (меньше), встроенных в БРУ-42. Сигнал от датчика положения ИМ поступает на индикатор, встроенный в БРУ-42.

Автоматические системы с законом ПИ-регулирования реализуются с применением только регулирующего прибора РП4 (рис. 4.2).

Автоматические системы с законом ПИД-регулирования реализуются на базе ПИ-регулятора, на вход которого дополнительно поступает сигнал от блока БДС, работающего в режиме дифференцирующего звена (рис. 4.3).

При введении в АСР жесткой обратной связи по положению выходного вала ИМ регулирующий прибор РП4 обеспечивает формирование закона ПИ-регулирования (рис. 4.4).

Регулятор с законом ПД-регулирования реализуется на базе П-регулятора, на вход которого дополнительно поступает сигнал через блок БДС, работающий в режиме дифференцирующего звена (рис. 4.5).

Интегральный закон регулирования реализуется теми же блоками, что и в ПИ-регуляторе, но входной сигнал в этом случае поступает через блок динамической связи БДС, работающий в режиме демпфера (рис. 4.6).

Регуляторы РП4 можно использовать в АСР каскадно-связанного регулирования в качестве ведущего (корректирующего) регулятора. В этом случае выход регулятора подключается к нулевому интегратору БЗИ (вместо МУ или МП).

Блоки системы АКЭСР-2 позволяют выполнять АСР с безударным переключением системы с режима ручного управления на автоматический. Для этой цели при переключении на заданное значение параметра используется блок БДС, на который при ручном управлении подается сигнал с регулятора РП4. В автоматическом режиме этот сигнал отключается. При необходимости переключения на текущее значение параметра используется блок БЗИ, который работает в режиме управляющего задачика. Ручное управление БЗИ осуществляется от своего БРУ.

Комплекс технических средств «Каскад-2»

Комплекс технических средств «Каскад-2» состоит из функциональных и регулирующих блоков, позволяющих агрегировать автоматические системы регулирования для автоматизации различных технологических процессов.

Комплекс состоит из отдельных блоков, выполняющих различные функции.

Блок регулирующий аналоговый с непрерывным выходным сигналом Р17 выполняет алгебраическое суммирование с гальваническим разделением и масштабированием до четырех входных унифицированных сигналов постоянного тока, введение сигнала задания от внутреннего корректора либо от внешнего потенциометрического задающего устройства, формирование сигнала отклонения, формирование по выбору одного из законов П-, ПИ- или ПИД-регулирования, двустороннее регулируемое ограничение выходного сигнала, демпфирование сигнала отклонения, в комплекте с внешним блоком управления (например, БУ12) безударное переключение режимов работы и ручное управление выходным сигналом.

Блок регулирующий аналоговый с непрерывным выходным сигналом Р17.1 выполняет суммирование и масштабирование до трех сигналов дифференциально-трансформаторных преобразователей, а также унифицированных сигналов постоянного тока, введение сигнала задания, формирование сигнала отклонения. Остальные функции как у блока Р17.

Блок регулирующий аналоговый с непрерывным выходным сигналом Р17.2 выполняет суммирование и масштабирование до двух сигналов термопреобразователей сопротивления, а также унифицированных сигналов постоянного тока, введение сигнала задания, формирование сигнала отклонения. Остальные функции — как у блока Р17.

Блок регулирующий аналоговый с непрерывным сигналом Р17.3 производит суммирование и масштабирование сигнала преобразователя термоэлектрического и унифицированных сигналов постоянного тока, введение сигнала задания от внутреннего корректора либо от внешнего потенциометрического задающего устройства, формирование сигнала отклонения. Остальные функции — как у блока Р17.

Блок регулирующий аналоговый с импульсным выходным сигналом Р27 выполняет алгебраическое суммирование с гальваническим разделением и масштабированием до четырех входных унифицированных сигналов постоянного тока; ввод сигнала задания от внутреннего корректора либо от внешнего потенциометрического задающего устройства; формирование по выбору одного из законов П-, ПИ- или ПИД-регулирования и двух- или трехпозиционного регулирования; демпфирование и индикацию выходного сигнала; введение запрета на управление нагрузкой.

Блок регулирующий аналоговый с импульсным выходным сигналом Р27.1 осуще-

ствяет суммирование и масштабирование трех сигналов дифференциально-трансформаторных преобразователей, унифицированных сигналов постоянного тока, ввод сигнала задания, формирование сигнала отклонения. Остальные функции — как у P27.

Блок регулирующий аналоговый с импульсным выходным сигналом P27.2 производит суммирование и масштабирование до двух сигналов термопреобразователей сопротивления, а также унифицированных сигналов постоянного тока, ввод сигнала задания, формирование сигнала отклонения. Остальные функции — как у блока P27.

Блок регулирующий аналоговый с импульсным выходным сигналом P27.3 выполняет суммирование и масштабирование сигнала преобразователя термоэлектрического и унифицированных сигналов постоянного тока, ввод сигнала задания от внутреннего корректора либо от внешнего потенциометрического задающего устройства, формирование сигнала отклонения. Остальные функции — как у блока P27.

Блок регулирующий аналоговый с импульсным выходом и автоподстройкой параметров P28 осуществляет аналоговую или дискретную трехступенчатую автоподстройку коэффициента передачи и постоянной времени интегрирования. Остальные функции — как у блока P27.

Блок суммирования и ограничения A05 выполняет алгебраическое суммирование с гальваническим разделением и масштабированием до четырех входных сигналов постоянного тока, смещение начального уровня выходного сигнала, суммирование и пропорциональное преобразование входных сигналов постоянного тока с регулируемым ограничением выходного сигнала по минимуму и максимуму.

Блок ограничения и размножения сигналов A06 осуществляет суммирование и пропорциональное преобразование входных сигналов постоянного тока с регулируемым ограничением выходного сигнала по минимуму и максимуму; пропорциональное преобразование входных сигналов постоянного тока, гальванически изолированных друг от друга и от входных сигналов (размножение сигналов постоянного тока).

Блок вычислительных операций A35 выполняет по каждому из двух независимых каналов одну из вычислительных операций: умножение, деление, извлечение корня, возведение в квадрат (по выбору) и дополнительно суммирование сигналов с масштабированием по каждому из двух входов и гальваническое разделение одного из входов для операций умножения и деления.

Блок аналого-релейного преобразования Л03 осуществляет сравнение аналоговых входных сигналов постоянного тока по каждому из двух независимых каналов и изменение состояния дискретных двухпозиционных выходных сигналов (аналого-релейное преобразование сигналов), демпфирование входных сигналов и введение задания порога срабатывания, выделение наибольшего (наименьшего) из трех аналоговых входных сигналов постоянного тока, гальваническое разделение аналоговых сигналов постоянного тока по каждому из двух независимых каналов и дополнительно суммирование и масштабирование до трех входных сигналов постоянного тока.

Блок Л03.1 производит суммирование и масштабирование до трех сигналов дифференциально-трансформаторных преобразователей, а также унифицированных сигналов постоянного тока; введение задания; формирование сигнала отклонения; аналого-релейное преобразование входных сигналов постоянного тока по каждому из двух независимых каналов и сигнала отклонения, демпфирование входных сигналов и введение задания порога срабатывания.

Блок Л03.3 осуществляет суммирование и масштабирование сигнала преобразователя термоэлектрического и унифицированных сигналов постоянного тока, введение сигнала задания, формирование сигнала отклонения. Остальные функции — как у блока Л03.1.

Блок динамических преобразований D05 осуществляет гальваническое разделение аналоговых выходных сигналов постоянного тока по каждому из двух независимых каналов и дополнительно суммирование с масштабированием до трех сигналов постоянного тока; преобразование входных сигналов по каждому из двух независимых каналов в соответствии с одним из законов регулирования по выбору: дифференциального (Д), пропорционального (П), аперийного (А), интегрального (И) и дополнительно демпфирование входного сигнала при двухпозиционном регулировании.

Блок D05.1 производит суммирование и масштабирование до трех сигналов дифференциально-трансформаторных преобразователей, а также унифицированных сигналов постоянного тока, введение сигнала задания, формирование сигнала отклонения. Остальные функции — как у блока D05.

Блок D05.3 выполняет суммирование и масштабирование сигнала преобразователя термоэлектрического и унифицированного сигнала постоянного тока, введение сигнала задания, формирование сигнала отклонения. Остальные функции — как у блока D05.

Блок динамического преобразования с автоподстройкой Д06 производит гальваническое разделение аналоговых входных сигналов постоянного тока по двум независимым каналам и дополнительно суммирование с масштабированием до трех сигналов постоянного тока; преобразование аналогового входного сигнала в соответствии с одним из законов регулирования по выбору: дифференциального (Д), пропорционального (П), аperiodического (А), интегрального (И) и дополнительно демпфирование сигнала, аналоговую и (или) дискретную трехступенчатую автоподстройку коэффициента передачи и постоянной времени регулятора, а также аналого-дискретное преобразование сигнала автоподстройкой.

Блок интегрирования Д07 производит интегрирование аналогового или импульсного сигнала, установку начальных условий, двустороннее ограничение выходного сигнала и синхронизацию достижения им уровней ограничения, запрет ограничения выходного сигнала, хранение информации при перерывах в питании, суммирование и масштабирование входных сигналов постоянного тока, гальваническое разделение входных и выходных сигналов при выполнении функции интегрирования и синхронизации.

Блок нелинейных преобразователей Н05 осуществляет кусочно-линейную аппроксимацию нелинейной функции одной переменной на шести участках, выделение максимального или минимального из трех входных сигналов, гальваническое разделение аналоговых входных сигналов по каждому из двух независимых каналов, суммирование и масштабирование входных сигналов, преобразование сигнала напряжения в ток, инвертирование сигнала напряжения.

Система приборов автоматического регулирования «Контур»

Система приборов «Контур» предназначена для построения различных автоматических систем регулирования.

В состав системы «Контур» входят приборы, перечисленные ниже.

Прибор регулирующий Р25 модификаций Р25.1, Р25.2 и Р25.3. Прибор выполняет следующие функции: суммирование сигналов от источников информации, введение сигнала задания и усиление сигнала рассогласования, формирование на выходе электрических импульсов постоянного или переменного тока для управления исполнительным механизмом с постоянной скоростью перемещения, формирование совместно с исполнительным

механизмом постоянной скорости пропорционально-интегрального (ПИ) закона регулирования; ручное управление ИМ, преобразование сигнала от дифференциально-трансформаторного датчика положения ИМ в сигнал постоянного тока. Входные цепи прибора позволяют управлять различной коммутационной аппаратурой сигналами 24 В постоянного тока или 220 В переменного тока, а также непосредственно исполнительными механизмами, снабженными двухфазными электродвигателями с симметричными обмотками. Входные и выходные цепи гальванически не связаны.

Прибор корректирующий К15 модификаций К15.1, К15.2 и К15.3 осуществляет суммирование сигналов, поступающих от датчиков с естественными электрическими выходными сигналами; введение сигнала задания; формирование и усиление сигнала рассогласования (отклонения); преобразование сигнала рассогласования в выходной непрерывный электрический сигнал по пропорционально-интегральному (ПИ) или пропорционально-интегрально-дифференциальному (ПИД) закону; безударное переключение режимов управления нагрузкой из автоматического в ручное и обратно.

Прибор корректирующий К16 модификаций К16.1 и К16.3 осуществляет суммирование сигналов, поступающих от первичных преобразователей с естественными электрическими выходными сигналами; введение сигнала задания; формирование и усиление сигнала рассогласования (отклонения); преобразование сигнала рассогласования в выходной непрерывный электрический сигнал по дифференциальному (Д), либо аperiodическому (А), либо пропорциональному (П) закону.

Прибор корректирующий К26 модификаций К26.1 и К26.3 выполняет суммирование сигналов, поступающих от первичных преобразователей с естественными электрическими выходными сигналами; введение сигнала задания; формирование и усиление сигнала рассогласования (отклонения); преобразование сигнала рассогласования в дискретный выходной сигнал в виде изменения состояния выходных контактов.

Прибор регулирующий компактный РС29. Основное его функции — суммирование до трех (масштабирование двух) унифицированных сигналов постоянного тока, а также дополнительно сигнала от термопреобразователя сопротивления ТСМ с градуировкой 50М; введение сигнала задания формирования сигнала рассогласования; формирование совместно с ИМ одного из законов регулирования: П, ПИ, двух-, трехпозиционного;

сигнализация предельных отклонений; индикация выходов; стрелочная индикация рас-
согласования и положения исполнительного механизма.

Комплекс контроля и регулирования с переменной структурой КМ2201

Комплекс контроля и регулирования с переменной структурой КМ2201 предназначен для построения в АСУ ТП подсистем контроля и регулирования, в том числе функционирующих в условиях помех и нестационарных параметров управляемых объектов. Комплекс выполняет функции:

сбор информации от датчиков с непрерывными выходными сигналами постоянного тока и напряжения, переменного напряжения, получаемого от датчиков с изменяющейся взаимной индуктивностью (ферродинамических), термоэлектрических преобразователей, термопреобразователей сопротивления, датчиков с частотными сигналами;

фильтрацию сигналов напряжения с адаптацией параметров фильтра к характеристикам помех;

гальваническое разделение входных и выходных цепей;

математические операции сложения, вычитания, деления, умножения, возведения в квадрат, извлечения квадратного корня, дифференцирования (с повышенной точностью) в условиях действия помех, интегрирования, выделения максимального (минимального) сигнала;

формирование регулирующих воздействий, изменяющихся по ПИД- и ПИ-закону, с выходом на электрические, электрогидравлические и электропневматические исполнительные механизмы;

формирование двух- и трехпозиционных регулирующих воздействий;

формирование регулирующих воздействий с адаптацией к изменяющимся во времени параметрам регулируемого объекта; экстремальное регулирование;

бесударный переход от автоматического управления к ручному и наоборот.

Комплекс состоит из функциональных и регулирующих блоков, размещаемых в ком-
плексоном шкафу.

При проектировании путем выбора типов блоков реализуются конкретные автоматические системы для различных объектов регулирования.

Органы настройки, управления и индикации вынесены на передние панели блоков, доступ к которым возможен без открывания поворотной рамы при открытых дверях шкафа.

На передние панели блоков вынесены:
а) ручки потенциометров и оцифрованные шкалы параметров настройки масштабных коэффициентов, коэффициентов пропорциональности, постоянных времени интегрирования, дифференцирования и т. д.;

б) осн (под шлиц) потенциометров ограничения уровней, корректировки нулей и масштабов;

в) светодиоды индикации наличия напряжений питания блоков и сигнализации состояний.

Большинство блоков имеет два или три диапазона изменения параметров настройки, устанавливаемых запайкой перемычек между лепестками, смонтированными на монтажной плате блока, или соединением соответствующих контактов штепсельной розетки блока. Доступ к лепесткам в блоках, имеющих две платы, обеспечивается после вывинчивания крепежных винтов и выдвижения подвижной платы блока из защитной рамки.

Структурная схема комплекса, состоящая из блоков, приведена на рис. 4.7.

Все входные сигналы датчиков преобразуются соответствующими преобразователями в сигнал напряжения постоянного тока. При этом обеспечивается гальваническое разделение входной и выходной цепей.

Преобразованные блоками ППНА1, СПСН1, БПФН1 и БМАГ1 сигналы от датчиков поступают на вход блоков, вырабатывающих регулирующие воздействия (средства регулирования), и блоков, осуществляющих математическую обработку информации (вычислительные средства). Обмен информацией между этими группами средств осуществляется только с помощью сигналов напряжения U , причем на выход любого блока можно включить параллельно до пяти блоков этих же групп средств.

Регулирующие блоки БРАА1, БРАА2, БРАР1 и интегрирующий блок БМАИ1 кроме информационных сигналов U имеют входные управляющие (позиционные —  или импульсные ) сигналы, осуществляющие переключение режимов работы блоков.

Если входной сигнал комплекса содержит помеху, частота которой существенно (на порядок и более) отличается от частоты полезного сигнала (помеха может иметь электрическую природу или может быть вызвана пульсациями измеряемого параметра), то перед подачей на вход блоков такой сигнал предварительно подается на фильтрующий блок БМАФ1.

Установка задания регулирующим блоком может осуществляться:

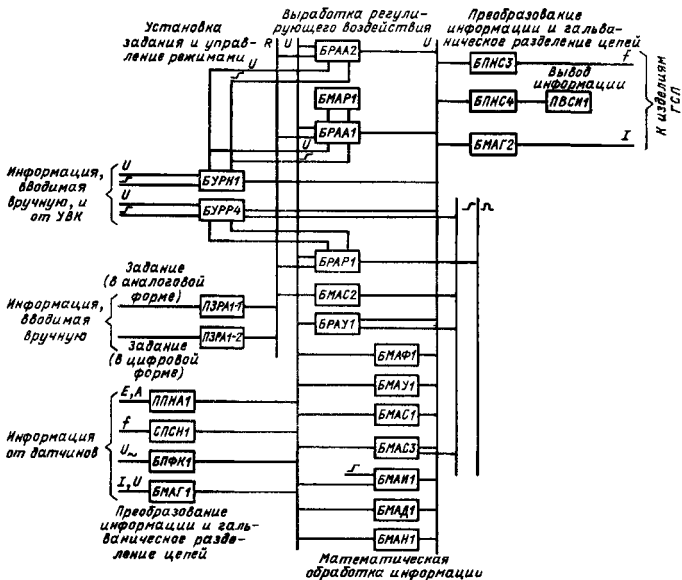


Рис. 4.7. Структурная схема комплекса КМ2201

а) в виде сигнала напряжения U от блока БУРН1 в случае использования регуляторов с аналоговым выходом;

от блока БУРР4 в случае использования регуляторов с импульсным выходом,

б) в виде изменяющегося сопротивления от пассивного резистивного датчика ПЗРА1 в случаях использования регуляторов как с аналоговым (ПЗРА1-1), так и с импульсным (ПЗРА1-2) выходом.

Кроме функции задания перечисленные устройства выполняют функции управления.

Блоки БУРН1 и БУРР4 обеспечивают переключение режимов «ручной (Р)» — «автоматический (А)»; безударный переход «А → Р» и «Р → А».

Блоки осуществляют ввод сигнала задания и переключение режимов с помощью органов управления, смонтированных на передней панели блока (местное управление), или ввод сигнала задания, принимаемого от внешнего устройства (в том числе от УВК).

и переключение режимов работы по командам, принимаемым от внешних устройств (дистанционное управление).

В ручном режиме блоки БУРН1 и БУРР4 осуществляют управление ИМ без регулятора.

Датчик ПЗРА1 обеспечивает переключение режимов «Р» и «А», безударный переход «А → Р» и «Р → А» только для ИМ-позиционеров, причем в ручном режиме он осуществляет управление ИМ не непосредственно, а через выходные цепи регулирующих блоков с аналоговым выходом.

Отсчетные устройства датчика ПЗРА1 и блоков БУРН1, БУРР4 отградуированы в процентах верхнего предела регулируемой величины.

Заданные устройства ПЗРА1 и БУРН1 могут использоваться совместно, при этом на вход регулирующего блока подается сигнал одного из них в зависимости от положения кнопок, установленных в ПЗРА1. Пере-

ключение режимом «Р» и «А» в этом случае осуществляется блоком БУРН1.

Регулирующие воздействия с адаптацией к изменяющимся параметрам объектов формируются в виде аналоговых сигналов. Если нестационарным параметром является коэффициент усиления объекта, то регулирование осуществляется совместно включенными блоком БРАА1, используемым в режиме формирования закона ПИД-регулирования, и блоком адаптивным БМАР1, автоматически изменяющим коэффициент передачи регулятора.

Если нестационарным параметром является запаздывание объекта, то регулирование осуществляется блоком регулирующим с переменной структурой с аналоговым выходом БРАА2.

Регулирующее воздействие для объектов с неизменяющимся запаздыванием при $\tau_{об}/T_{об} \gg 1$ формируется также блоком БРАА2.

Выходные сигналы для управления электрическими ИМ формируются непосредственно регулирующими блоками с импульсным (БРАР1) или позиционным (БМАС2) выходом. Выходные сигналы для управления ИМ-позиционерами формируются регулирующими блоками с аналоговым выходом (БРАА1 и БРАА2) с последующим преобразованием в токовый сигнал блоком БМАГ2. Все указанные выше выходные сигналы гальванически развязаны.

Для контроля параметров в комплексе КМ2201 используется прибор представления информации ПВСИ1, осуществляющий показание в цифровой форме значений частотных сигналов. Ввод частотных сигналов в прибор ПВСИ1 осуществляется с помощью блока БПСИ4.

С помощью частотных и токовых сигналов, получаемых соответственно от блоков БПСИ3 и БМАГ2, осуществляется связь комплекса КМ2201 с другими вычислительными комплексами ГСП.

На блоках комплекса можно реализовать сложные АСР с несколькими каналами регулирования.

Ниже более подробно излагаются вопросы принципа действия, динамические свойства и особенности наладки наиболее широко применяемых регулирующих устройств рассмотренных комплексов технических средств.

4.2. РЕГУЛИРУЮЩИЕ БЛОКИ ИМПУЛЬСНЫЕ РБИ

Регулирующие блоки импульсные входят в состав системы АКЭСР. Как ука-

зывается в § 4.1, они выпускаются трех модификаций, отличающихся друг от друга возможностями установки и корректировки элементов настройки блока.

Регулирующие блоки РБИ в комплексе с исполнительным механизмом постоянной скорости реализуют закон ПИ-регулирования

$$x_{вых}(t) = k_n \left[\varepsilon(t) + \frac{1}{T_{ин}} \int \varepsilon(t) dt \right],$$

где $\varepsilon(t)$ — демпфированный сигнал рассогласования, определяемый выражением $T_{ин} [d\varepsilon(t)/dt] + \varepsilon(t) = \sum x_{вх}(t)$; $\sum x_{вх}(t)$ — алгебраическая сумма входных сигналов; $T_{ин}$ — постоянная времени демпфирования; $x_{вых}(t)$ — изменение положения регулирующего органа с момента поступления на вход регулятора сигнала рассогласования, $T_{ин}$ — постоянная времени изодрома; k_n — коэффициент передачи блока.

Передающая функция $W_n(p) = X_{вых}(p)/X_{вх}(p)$ определяется выражением

$$W_n(p) = \frac{k_n}{T_{ин} p + 1} \left(1 + \frac{1}{T_{ин} p} \right). \quad (4.1)$$

Коэффициент передачи регулятора определяется выражением

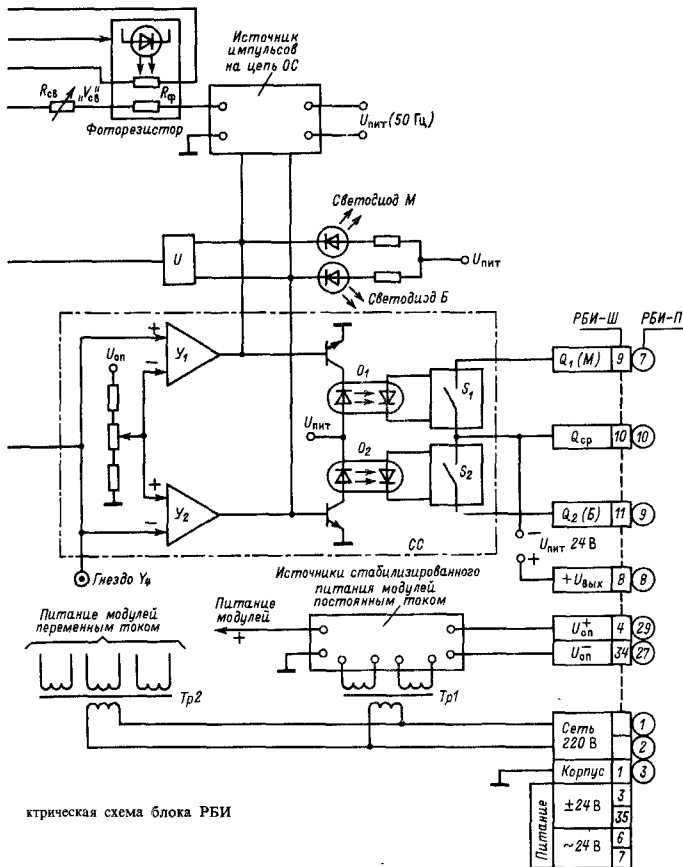
$$k_n = 100/(V_{св} T_{им}), \quad (4.2)$$

где $V_{св}$ — «скорость связи» — скорость компенсации сигнала рассогласования сигналом отрицательной обратной связи; $T_{им}$ — постоянная времени ИМ (время перемещения регулирующего органа из одного крайнего положения в другое при непрерывно включенном ИМ).

Принципиальная электрическая схема блока РБИ представлена на рис. 4.8, где в кружках показана нумерация внешних зажимов для блока модификации РБИ-П, а в квадратах — модификации РБИ-Ш. Регулирующая часть электрической схемы РБИ всех модификаций реализована в виде отдельных модулей.

Входные сигналы «Переменная» и «Задание» поступают на вход сумматоров Σ_1 и Σ_2 суммирующего устройства СУ. Сигналы X_{11} и X_{21} подаются на сумматоры через схему переключения вида сигнала (U или I), а также диапазона токового сигнала. На выходе сумматора Σ_3 реализуется сигнал рассогласования U_e . Коэффициент передачи сумматора равен 1.

Сигнал рассогласования поступает на демпфирующую RC-цепочку и с нее подается на вход высокоомного усилителя. Перед усилителем задемпфированный сигнал U_e суммируется с компенсирующим сигналом $U_{о.с}$



ктерическая схема блока РБИ

ступают на зажимы Q_1 и Q_2 относительно зажима Q_{cp} ; сигналы по напряжению поступают на те же зажимы относительно зажима $-U_{пит}$.

В схеме предусмотрены светодиоды для сигнализации направления срабатывания регулятора.

Цепь обратной связи реализована на

RC-элементах и резисторных оптронах PO_1 и PO_2 , работающих в ключевом режиме. Сигналы на выходе Y_1 и Y_2 управляют также источником импульсов на входе цепи обратной связи. Если схема сравнения находится в нейтральном положении, то выходной сигнал источника импульсов равен нулю. При срабатывании схемы сравнения на выходе

источника импульсов появляются импульсы напряжения с постоянной амплитудой, полярность которых зависит от направления срабатывания схемы.

Одновременно при срабатывании схемы сравнения в любом направлении открывается (т. е. проводит ток) резисторный оптрон PO_2 и закрывается резисторный оптрон PO_1 .

Начинается заряд конденсатора C через фоторезистор R_f и регулируемый резистор $R_{св}$. Напряжение на конденсаторе является напряжением обратной связи $U_{ос}$. В момент, когда $U_{ос}$ компенсирует сигнал рассогласования U_r , схема сравнения переходит в нейтральное положение. При этом закрывается PO_2 и открывается PO_1 . Начинается разряд конденсатора через резистор $R_{из}$, и сигнал $U_{ос}$ начнет уменьшаться. Когда разница между $U_{ос}$ и U_r достигнет значения напряжения зоны возврата схемы сравнения, схема снова сработает и начнется увеличение $U_{ос}$ до компенсации U_r и т. д.

При подаче на вход регулятора ступенчатого входного сигнала U_r сначала следует длительный импульс включения выхода регулятора, а затем идет чередование пауз и последующих коротких импульсов включения.

Изменение положения регулирующего органа в течение длительности первого импульса включения эквивалентно пропорциональной составляющей ПИ-регулятора. Длительность первого импульса прямо пропорциональна значению U_r и обратно пропорциональна скорости изменения сигнала обратной связи $U_{ос}$. При постоянном значении емкости C скорость связи $V_{св}$ зависит от значения суммы сопротивлений $R_{св}$ и R_f в цепи заряда конденсатора. С увеличением сопротивления в цепи заряда конденсатора скорость связи уменьшается. Сопротивление $R_{св}$ устанавливается вручную для РБИ всех модификаций. Сопротивление R_f в РБИ2 подстраивается дискретно путем изменения входных сигналов P_2 , в РБИЗ — плавно в зависимости от значения сигнала подстройки скорости связи X_1 . Усредненная скорость перемещения регулирующего органа за счет последующих импульсов включения реализует интегральную составляющую ПИ-регулятора. Длительность последующих импульсов при постоянной зоне возврата зависит только от скорости связи. Длительность паузы зависит от постоянной времени разряда конденсатора (сопротивления $R_{из}$) и от значения $U_{ос}$. Чем больше $U_{ос}$, тем меньше пауза, и чем больше сопротивление $R_{из}$, тем больше пауза.

Разряд конденсатора происходит не непрерывно, а только в момент замыкания оп-

трона PO_1 , который периодически отключается сигналами генератора импульсов ГИ с управляемой скважностью. Скважность импульсов зависит от значения дискретного сигнала P_3 РБИ2 и аналогового сигнала подстройки X_7 РБИЗ. За счет этого при неизменном значении сопротивления $R_{из}$ скорость уменьшения сигнала при разряде конденсатора может изменяться дискретно сигналом P_3 в РБИ2 и плавно сигналом подстройки X_7 в РБИЗ. С увеличением X_7 скважность уменьшается, уменьшается скорость разряда и увеличивается длительность пауз между последующими импульсами включения.

Постоянная времени изодрома $T_{из}$ равна промежутку времени, за который ИМ за счет наличия последующих импульсов включения переместится настолько, насколько он переместится в течение длительности первого импульса (за счет П-составляющей), т. е. когда суммарная длительность последующих импульсов равна длительности первого импульса. Поэтому увеличение длительности пауз за счет увеличения X_1 приводит к увеличению постоянной времени изодрома $T_{из}$. Подстройка скорости связи в РБИЗ осуществляется путем подачи сигнала X_1 через резистор обратной связи на усилитель U_3 . При отсутствии сигнала X_1 выходной сигнал с U_3 за счет опорного напряжения $U_{оп}$ максимальный, яркость светодиода максимальная и сопротивление фоторезистора R_f минимальное. В этом случае скорость связи наибольшая. При подаче сигнала X_1 выходной сигнал усилителя U_3 уменьшается, падает светимость светодиода, увеличивается сопротивление R_f , а следовательно, уменьшается скорость связи, причем увеличение яркости светодиода приводит к увеличению сопротивления фоторезистора, через который на вход усилителя подается сигнал X_1 . За счет этого осуществляется отрицательная обратная связь и реализуется жесткая статическая зависимость между X_1 и R_f .

На передней панели регулирующего блока расположены органы настройки:

ручка со шкалой «Скорость связи $V_{св}$ »;

ручка со шкалой «Постоянная времени изодрома $T_{из}$ »;

ручка со шкалой «Постоянная времени демпфирования $T_{дф}$ »;

ручка со шкалой «Длительность импульса $\Delta t_{имп}$ »;

ручки установки коэффициентов масштабирования k_1 k_3 входных сигналов.

Анализ работы цепи обратной связи. Схема цепи обратной связи приведена на рис. 4.9,а. Контактными SP_{O_1} и SP_{O_2} на рис. 4.9,а условно обозначены оптроны PO_1

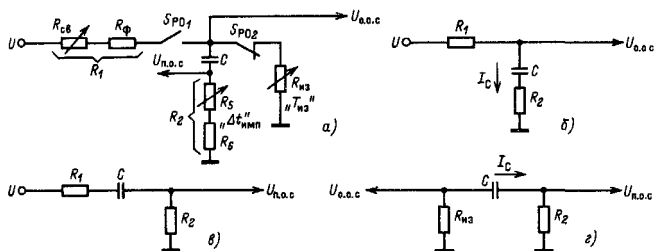


Рис. 4.9. Принципиальные электрические схемы цепи обратной связи в регулирующем блоке РБИ:

а — полная принципиальная схема, б — схема цепи формирования $U_{о.с}$ при заряде конденсатора, в — то же, но цепи формирования $U_{п.с}$; г — цепь формирования $U_{о.с}$ и $U_{п.с}$ при разряде конденсатора

и PO_2 (рис. 4.8), работающие в ключевом режиме, которые производят коммутацию цепи заряда конденсатора C при срабатывании схемы сравнения (рис. 4.8) и разряда его при переходе схемы сравнения в нейтральное положение.

При срабатывании схемы сравнения на вход цепи подаются прямоугольные импульсы с амплитудой U . С выхода цепи обратной связи на высокоомный усилитель поступают сигналы отрицательной $U_{о.с}$ и положительной $U_{п.с}$ обратных связей.

Цепи формирования $U_{о.с}$ и $U_{п.с}$ при заряде конденсатора C показаны на рис. 4.9, б и в.

Уравнения баланса напряжений цепей формирования (рис. 4.9, б) в преобразованном по Лапласу виде запишутся как $U(p) = -I_C(p)R_1 + U_{о.с}(p)$, $U_C(p) = U_{о.с}(p) - I_C(p)R_2$.

С учетом того что $I_C(p) = pCU_C(p)$, решая совместно эти выражения, находим

$$U_{о.с}(p) = U(p)(1 + T_2p)/[(T_1 + T_2)p + 1], \quad (4.3)$$

где $T_1 = R_1C$; $T_2 = R_2C$.

Для цепи формирования $U_{п.с}$ (рис. 4.9, в) имеем

$$U_{п.с}(p) = I_C(p)R_2, \quad I_C(p) = pCU_C(p);$$

$$U_C(p) = U(p) - U_{п.с}(p) - I_C(p)R_1.$$

Решая совместно эти выражения, находим

$$U_{п.с}(p) = U(p)T_2p/[(T_1 + T_2)p + 1]. \quad (4.4)$$

При заряде конденсатора $U_{о.с}$ и $U_{п.с}$ по отношению к общей точке входа высокоомного усилителя имеют одинаковую полярность. Так как они подаются на входы «-» и «+» высокоомного усилителя соответственно (см. рис. 4.8), то результирующая отрицательная обратная связь $U_{о.с} = U_{о.с} - U_{п.с}$. С учетом (4.3) и (4.4) получим

$$U_{о.с}(p) = U(p) \frac{1}{(T_1 + T_2)p + 1}, \quad (4.5)$$

т. е. заряд конденсатора при $U = \text{const}$ происходит по экспоненте с постоянной времени заряда $T_{зар} = T_1 + T_2$. Так как $T_1 \gg T_2$, то можно приблизительно считать, что $T_{зар} = T_1$.

Постоянная времени T_1 зависит в основном от сопротивления фоторезистора $R_{ф}$ и сопротивления «скорости связи» $R_{св}$.

Цепи формирования $U_{о.с}$ и $U_{п.с}$ при разряде конденсатора C приведены на рис. 4.9, г. Конденсатор разряжается через резисторы $R_{из}$ и R_2 , причем по отношению к общей точке входа высокоомного усилителя $U_{о.с}$ и $U_{п.с}$ имеют разную полярность. Поэтому результирующая отрицательная обратная связь

$$U_{о.с} = U_{о.с} + U_{п.с}.$$

Постоянная времени разряда

$$T_{раз} = (R_{из} + R_2)C.$$

С учетом того, что $R_{из} \gg R_2$, имеем

$$T_{раз} \approx R_{из}C.$$

При изменении положительной обратной связи результирующая обратная связь возрастает скачком (рис. 4.10) на $\Delta U_{0.c} = U_{C0} R_2 / (R_{нз} + R_2)$; последующее уменьшение результирующей обратной связи от значения $U_{C0} [1 + R_2 / (R_{нз} + R_2)]$ происходит по экспоненте с постоянной времени $T_{раз}$, где U_{C0} — начальное напряжение заряда на конденсаторе.

Длительность первого импульса $\Delta t_{имп.п}$ с момента подачи U_c до компенсации его сигналом $U_{0.c}$ при заряде конденсатора

$$\Delta t_{имп.п} = U_c / V_{зар.}$$

где $V_{зар}$ — скорость увеличения сигнала обратной связи при заряде конденсатора, равная $V_{св}$. Следовательно, длительность первого импульса прямо пропорциональна сигналу рассогласования регулятора и обратно пропорциональна скорости связи при заряде конденсатора, зависящей от $R_{ф}$ и $R_{св}$.

Скорость связи $V_{св}$ может быть оцифрована для постоянных значений сигнала коррекции X_V (при $R_{ф} = \text{const}$) и скорости связи $V_{св}$, В/с, по значению длительности первого импульса включения и значению U_{ϵ} :

$$V_{св} = U_{\epsilon} / \Delta t_{имп.п.}$$

или в относительных единицах (%/с)

$$V_{св} = 100 U_{\epsilon} / (10 \Delta t_{имп.п.}) = 10 U_{\epsilon} / \Delta t_{имп.п.}$$

где U_{ϵ} — напряжение рассогласования, В; $\Delta t_{имп.п.}$ — длительность первого импульса, с.

Пауза прекращается, когда $U_{0.c}$ при уменьшении достигает значения $U_{\epsilon} - \Delta_{\text{в}}$, где $\Delta_{\text{в}}$ — зона возврата схемы сравнения. Скорость уменьшения $U_{0.c}$ приблизительно равна

$$V_{раз} \approx U_{\epsilon} / T_{раз} = U_{\epsilon} / (R_{нз} C).$$

Уменьшение сигнала обратной связи

$$\begin{aligned} \Delta U_{0.c} &= \Delta_{\text{в}} + U_{C0} R_2 / (R_{нз} + R_2) = \\ &= \Delta_{\text{в}} + U_{\epsilon} R_2 / (R_{нз} + R_2). \end{aligned}$$

Следовательно, длительность паузы

$$\Delta t_{пауз} = [\Delta_{\text{в}} + U_{\epsilon} R_2 / (R_{нз} + R_2)] T_{раз} / U_{\epsilon}. \quad (4.6)$$

Если $R_2 = 0$, то

$$\Delta t_{пауз} = \Delta_{\text{в}} T_{раз} / U_{\epsilon}. \quad (4.7)$$

Следовательно, длительность паузы прямо пропорциональна постоянной времени разряда и обратно пропорциональна сигналу рассогласования ($\Delta_{\text{в}}$ — нерегулируемая величина).

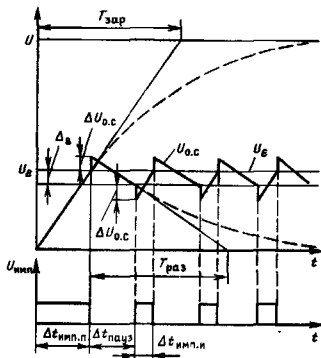


Рис. 4.10. Формирование импульсов включения регулятора при ступенчатом входном сигнале U_c

При увеличении R_2 длительность паузы возрастает.

При срабатывании схемы сравнения $U_{0.c}$ изменяет свой знак. Поэтому результирующая обратная связь скачком уменьшается на $\Delta U_{0.c} = U_{\epsilon} R_2 / (R_{нз} + R_2)$, а затем увеличивается по экспоненте с постоянной времени $T_{зар} = T_1$. Длительность последующих (интегрирующих) импульсов

$$\begin{aligned} \Delta t_{имп.п} &= (\Delta_{\text{в}} + \Delta U_{0.c}) / V_{зар} = \\ &= [\Delta_{\text{в}} + U_{\epsilon} R_2 / (R_{нз} + R_2)] / V_{зар}. \end{aligned} \quad (4.8)$$

Если $R_2 = 0$, то

$$\Delta t_{имп.п} = \Delta_{\text{в}} / V_{зар}. \quad (4.9)$$

Таким образом, длительность последующих импульсов при $\Delta_{\text{в}} = \text{const}$ зависит только от фактического значения скорости обратной связи.

При введении R_2 длительность импульсов увеличивается. Так как длительность $\Delta t_{имп.п}$ небольшая, то увеличение ее за счет введения R_2 заметно. Этим достигается регулирование минимальной длительности импульсов.

Таким образом, введение R_2 приводит к одновременному увеличению длительности пауз и последующих импульсов включения на одинаковое значение. Время удвоения (время изотропа) $T_{из}$, за которое суммарная длительность последующих импульсов включения станет равна длительности пер-

вого импульса, остается неизменным. Формирование импульсов включения регулятора при ступенчатом входном сигнале показано на рис. 4.10.

Время изодома

$$T_{из} = (\Delta t_{имп\ и} + \Delta t_{пауз}) \Delta t_{имп\ п} / \Delta t_{имп\ и} = \\ = \Delta t_{имп\ п} + \Delta t_{пауз} \Delta t_{имп\ п} / \Delta t_{имп\ и}.$$

Так как $\Delta t_{имп\ п} \ll T_{из}$, то при $R_2 \rightarrow 0$ получим

$$T_{из} = \frac{\Delta_B T_{раз} U_{\epsilon} V_{зар}}{U_{\epsilon} V_{зар} \Delta_B} = T_{раз},$$

или с учетом (4.7)

$$T_{из} = \Delta t_{пауз} U_{\epsilon} / \Delta_B. \quad (4.10)$$

Следовательно, если известна зона возврата Δ_B , то, подав ступенчатое напряжение U_{ϵ} и измерив длительность паузы $\Delta t_{пауз}$, можно определить $T_{из}$. Выражение (4.10) дает возможность оцифровать шкалу « $T_{из}$ ».

Чтобы значение коэффициента усиления $k_{ус}$ регулятора не влияло на оцифровку « $T_{из}$ », сигнал рассогласования на входе регулятора не должен превышать 0,35–0,4 В.

Если на регуляторе установить $V_{св} = 0$ и $T_{из} = 0$, то напряжение после высокоомного усилителя

$$U_1 = k_{ус} U_{\epsilon}.$$

Если затем установить $V_{св} \neq 0$ и « $T_{из}$ » — на проверяемую отметку шкалы, то U уменьшится за счет возрастания сигнала обратной связи до

$$U = k_{ус} (U_{\epsilon} + \Delta_{нч}/2 - \Delta_B),$$

где $\Delta_{нч}$ — зона нечувствительности; Δ_B — зона возврата.

Напряжение U будет периодически изменяться при чередовании последующих импульсов включения и пауз в пределах $\Delta U = k_{ус} \Delta_B$. Таким образом, зона возврата

$$\Delta_B = \Delta U / k_{ус}.$$

С учетом (4.10)

$$T_{из} = \Delta t_{пауз} U_{\epsilon} / \Delta_B = \Delta t_{пауз} U_1 k_{ус} / (k_{ус} \Delta U) = \\ = \Delta t_{пауз} U_1 / \Delta U.$$

Таким образом, если известны U_1 и ΔU , то, измерив длительность паузы, можно подсчитать фактическое значение $T_{из}$ на проверяемой отметке шкалы.

Предмонтажная проверка

Предмонтажная проверка регулирующей части блоков РБИ всех модификаций не имеет принципиальных различий.

В качестве примера на рис. 4.11 дана схема проверки регулирующего блока модификации РБИЗ-Ш, где G_1 и G_2 — комбинированные источники напряжения 0–10 В или тока требуемого диапазона с встроенными показывающими приборами; PV — цифровой вольтметр; SA_1 – SA_4 — тумблеры (переключатели) для коммутации входных сигналов.

Сигнал на вход X_{23} подается с делителя с коэффициентом передачи k_1 ; сигналы коррекции скорости связи X_V и постоянной времени изодома X_I — от источника опорного напряжения +10 В через делители с коэффициентами передачи k_2 и k_3 (см. рис. 4.8). Выход нагружается на коммутаторные лампы HL_1 и HL_2 с током нагрузки не более 100 мА. При проверке используются зажимы U_1 , U_2 , X_{23} , X_1 и X_I , а также гнезда измерения напряжения в промежуточных точках регулятора.

Напряжения +24, –24 В и опорное +10 ÷ –10 В подаются относительно средней точки (зажим 2). Входные сигналы подаются относительно общей операционной шины (зажим 36). Общая операционная шина и средняя точка питания замыкаются перемычкой.

Схема проверки РБИЗ-П отличается тем, что подается только напряжение питания ~220 В и зажимы входного и выходного сигналов имеют другую нумерацию в соответствии с рис. 4.8.

Проверочная схема собирается путем подпайки проводов к штепсельному разъему (ШР), в который будут устанавливаться проверяемые регуляторы. Для блоков РБИЗ-П необходимо иметь в виду, что номера зажимов на корпусе прибора и номера соединений ШР (прибор вставляется в корпус через разъёмное соединение) не однозначны.

Для подключения прибора в схему проверки необходимо установить перемычки на колодах X_1 и X_2 (см. рис. 4.8) в положения, приведенные на рис. 4.12.

На делителях коэффициенты передачи k_1 , k_2 и k_3 следует установить в положение «0», источники G_1 и G_2 входных сигналов — в режим выдачи напряжения. После этого регулятор через ШР подключается к схеме.

Проверка правильности функционирования. На регуляторе установить скорость связи $V_{св} \approx 1\%$, постоянную времени изодома $T_{из} = 5$ с, демпфирование $T_{дф} = 0$, длитель-

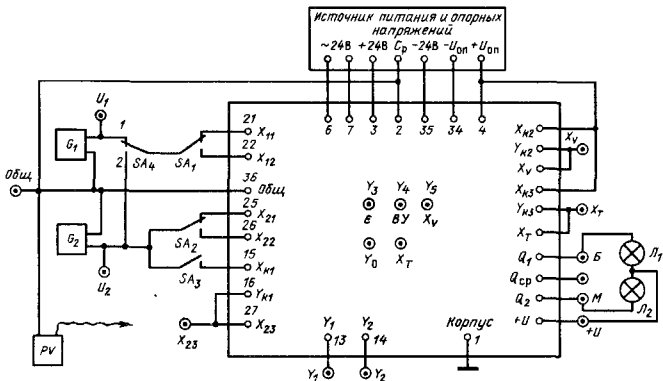


Рис. 4.11 Схема предмонтажной проверки блока РБИЗ-III

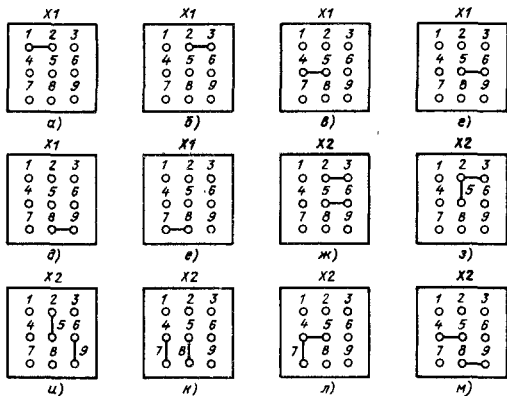


Рис. 4.12. Положения перемычек на колодках $X1$ и $X2$ в зависимости от вида входных сигналов, их диапазона и модификаций блоков РБИ:

a — сигнал напряжения по входу X_{11} ; $б$ — то же по токовому сигналу; $в$ — сигналы напряжения по входу X_{21} ; $г$ — то же, но токовый сигнал; $д$ — для блока РБИ1; $е$ — для блоков РБИ2 и РБИ3; $ж$ — диапазон токовых сигналов 0–5 мА по входу X_{11} ; $з$ — то же 0–20 мА; $и$ — то же 4–20 мА; $к$ — диапазон токовых сигналов 0–5 мА по входу X_{21} ; $л$ — то же 0–20 мА; $м$ — то же 4–20 мА.

ность импульсов $\Delta t_{\text{имп}} = 0,1$ с. Тумблеры G_1 и G_2 установить в положения X_{11} и X_{21} .

Установить сигнал $U_1 = 5$ В и, изменяя U_2 , добиться перемены направления срабатывания регулятора (по сигнальным лампочкам регулятора или по внешним лампам HL_1 и HL_2). Перемена направления срабатывания должна произойти при $U_2 \approx 5$ В.

Сбалансировать регулятор (обе лампы должны погаснуть) и ступенчато уменьшить U_2 примерно до 4 В. При этом должен появиться длительный импульс включения одной из лампочек регулятора, после чего происходит чередование импульсов включения.

Убедиться, что с увеличением $T_{\text{из}}$ при неизменном U_2 длительность паузы увеличивается.

Убедиться, что с уменьшением $V_{\text{св}}$ длительность последующих импульсов включения при постоянных $T_{\text{из}}$ и U_2 также увеличивается.

Затем проверить то же самое при $U_2 > U_1$.

Если с изменением U_2 направление срабатывания регулятора не изменяется, необходимо цифровым вольтметром проверить, меняются ли значение и знак сигнала рассогласования U_c (см. рис. 4.8). Если этого не происходит, то неисправны входные цепи регулятора. Для определения более конкретной причины неисправности необходимо измерить напряжение на зажимах Y_1 и Y_2 . На Y_1 напряжение должно быть примерно 5 В, т. е. соответствовать U_1 , на Y_2 напряжение должно соответствовать сигналу U_2 . Несоответствие указывает на неисправность сумматоров «Переменная» или «Задание» (Σ_1 или Σ_2). Если эти сумматоры исправны, то неисправен сумматор сигнала рассогласования Σ_3 (см. рис. 4.8).

При исправных входных цепях измерять выходной сигнал высокоомного усилителя в гнезде Y_4 . При $U_2 < U_1$ и $U_2 > U_1$ полярность выходного сигнала должна изменяться. Если этого не происходит, то неисправен высокоомный усилитель.

Если с изменением U_2 регулятор вообще не срабатывает, необходимо последовательно проверить сигналы на Y_3 и Y_4 . Отсутствие сигнала означает неисправность соответственно сумматора или высокоомного усилителя. Если сигнал на Y_4 изменяет полярность, то неисправна схема сравнения.

Проверка и регулировка контрольной точки регулятора. Установить $V_{\text{св}} \approx 1\%$, $T_{\text{из}} = 0$, $\Delta_{\text{нч}} = 0,2\%$, $T_{\text{дф}} = 0$, $\Delta t_{\text{имп}} = 0,1$ с. Переключатель SA_4 поставить в положение 2 и подать $U_2 \approx 5$ В.

Подключить вольтметр в гнездо Y_3 , и если напряжение больше 10 В, то следует подстроить нуль сумматора его регулируемым резистором. Затем вольтметр подключить в гнездо Y_4 и регулировкой резистора нуля высокоомного усилителя установить $U \leq 10$ В.

После регулировки напряжения в гнездах Y_3 и Y_4 регулятор должен находиться в состоянии равновесия (лампочки HL_1 и HL_2 должны погаснуть).

Проверка максимальной зоны нечувствительности $\Delta_{\text{нч макс}}$. Установить SA_4 в положение 1, подать $U_2 = 5$ В, $U_1 = 5,3$ В при $\Delta_{\text{нч}} = 2\%$, $T_{\text{из}} \approx 15$ с, $V_{\text{св}} \approx 1\%$.

Вольтметр подключить в гнездо Y_4 . При чередовании последующих импульсов включений регулятора напряжение U будет изменяться периодически от минимума до максимума.

Определить, %, $\Delta_{\text{нч макс}} = 2U_{\text{макс}}$. Так, если $U_{\text{макс}} = 1$ В, то $\Delta_{\text{нч макс}} = 2\%$.

Проверка максимального времени демпфирования $T_{\text{дф}}$. Установить регулятор на контрольную точку при установке тумблера SA_4 в положение 2. На регуляторе установить $V_{\text{св}} = 0$, $T_{\text{из}} = 0$, $\Delta_{\text{нч}} = \Delta_{\text{нч мин}}$, $T_{\text{дф}} = 0$.

При $U_2 = 5$ В и $U_1 \approx 5,3$ В на вход регулятора подать ступенчатый сигнал путем переключения SA_4 в положение 1 и измерить напряжение в гнезде Y_4 . Оно должно быть не более 5 В. Регулировкой U_2 или U_1 установить напряжение, равное 5 В.

Тумблер SA_4 перевести в положение 2 и установить $T_{\text{дф}} = 20$ с. Затем SA_4 установить в положение 1 и одновременно включить секундомер. Секундомер выключить, когда напряжение в гнезде Y_4 достигнет значения $U = 3,15$ В. Измеренный промежуток времени равен $T_{\text{дф}}$.

Оцифровка максимальной отметки шкалы скорости связи $V_{\text{св макс}}$. Установить $U_1 = 5$ В, $U_2 = 7,5$ В. Тумблер SA_4 установить в положение 2, $T_{\text{дф}} = 0$, $\Delta_{\text{нч}} = \Delta_{\text{нч мин}}$, $V_{\text{св}} = V_{\text{св макс}}$. Постоянную времени изолрома на короткое время установить равной 0, регулятор мгновенно уравновесится, затем установить $T_{\text{из}} = T_{\text{из макс}}$.

Установить SA_4 в положение 1, одновременно включить секундомер и измерить длительность первого импульса $\Delta t_{\text{имп}}$ (секундомер выключить, когда лампочка погаснет).

Фактическое значение $V_{\text{св}}$, %/с, определяется по выражению

$$V_{\text{св}} = 25/\Delta t_{\text{имп}}, \%$$

где $\Delta t_{\text{имп}}$ — длительность первого импульса, м; 25 — относительное значение входного сигнала на регулятор, % ($\Delta U = U_2 - U_1 =$

$= 7,5 - 5 = 2,5$ В. Это составляет 25% максимального разбаланса, равного 10 В).

Для $V_{св макс} = 2,5\%$ значение $\Delta t_{имп}$ должно быть равно примерно 10 с.

Допустимое отклонение $V_{св макс}$ от фактического значения не должно превышать $\pm 0,5\%$. Несоответствие $V_{св}$, указанного на шкале, фактическому значению может быть устранено регулировочным резистором R_9 модуля автоподстройки МАП.

Чтобы знать соответствие $V_{св}$ фактическому значению на остальных точках шкалы, необходимо подсчитать коэффициент

$$k_1 = V_{св макс факт} / V_{св макс}$$

Тогда для любой точки $V_{св шк}$ шкалы приблизительно сохраняется (при нулевом сигнале внешней коррекции, т. е. при $X_V = 0$) соотношение

$$V_{св факт} = k_1 V_{св шк}$$

Оцифровка максимального значения постоянной времени изодрома шкалы $T_{из}$. Установить $V_{св} = 0$, $T_{из} = 0$, $\Delta t_{пуч} = \Delta t_{чч мин}$, $T_{дл} = 0$.

При положении 2 тумблера SA_4 установить $U_2 = 5$ В, $U_1 \approx 5,3$ В. Вольтметр подключить в гнездо Y_4 . Затем установить $T_{из} = T_{из макс}$ и SA_4 перевести в положение 1.

Коррекцией U_1 добиться, чтобы показания вольтметра были равны 5 В. Установить $V_{св} = V_{св макс}$. Показание вольтметра уменьшится почти до нуля, а затем будет периодически изменяться от $U_{мин}$ до $U_{макс}$.

По показаниям вольтметра определить $\Delta U = U_{макс} - U_{мин}$, а по секундомеру длительность паузы между включениями регулятора $\Delta t_{пауз}$.

Фактическое значение $T_{из}$ определяется по выражению

$$T_{из факт} = \Delta t_{пауз} \cdot 5 / \Delta U.$$

Допустимое отклонение $T_{из факт}$ от значения, указанного на шкале, должно быть не более $\pm 20\%$.

Большее отклонение может быть устранено регулировкой скважности импульсов прерывания цепи разряда конденсатора переменным резистором модуля МАП.

Снятие зависимостей $T_{из}$ и $V_{св}$ от внешних корректирующих сигналов X_T и X_V для блока РБИЗ. Эти зависимости снимаются только в том случае, когда схема АСР предусматривает коррекцию $T_{из}$ и $V_{св}$ от внешних аналоговых сигналов 0–10 В.

Зависимость $T_{из} = f(X_T)$ можно снимать при любом фиксированном положении ручки установки времени изодрома $T_{из ручн} = \text{const}$. Отношение фактического значения $T_{из}$ к ручной установке $T_{из ручн}$ в зависимости от X_T

будет одно и то же независимо от значений $T_{из ручн}$.

$$k_T = T_{из} / T_{из ручн} = f(X_T)$$

$$\text{при } T_{из ручн} = \text{const}.$$

С учетом этого снятие характеристики $k_T = f(X_T)$ выполняется следующим образом.

При корректирующем сигнале $X_T = 0$ (чувствительность $k_3 \approx 0$) производится оцифровка фактического значения $T_{из}$ (при $X_T = 0$). Затем без изменения входного сигнала на регулятор подается сигнал $X_T = 1$ В (сигнал X_T устанавливается чувствительностью k_3 при контроле фактического сигнала на зажиме X_T), измеряется длительность паузы $\Delta t_{пауз}$ и вычисляется $T_{из}$ (при $X_T = 1$ В). Оцифровка делается для значений X_T от 0 до 10 В через 1 В. Затем строится зависимость

$$k_T = T_{из}(\text{при } X_T \neq 0) / T_{из}(\text{при } X_T = 0) = f(X_T).$$

При $X_T = 0$ значение $k_T = 1$, а затем k_T возрастает с увеличением X_T .

В качестве примера на рис. 4.13, а приведена усредненная зависимость $T_{из} = f(X_T)$ при установке ручки « $T_{из}$ » в положение «40» для блоков РБИЗ.

Для канала коррекции $V_{св} = f(X_V)$ зависимость

$$k_V = V_{св} / V_{св ручн} = f(X_V)$$

$$\text{при } V_{св ручн} = \text{const}$$

не одинаковы для разных значений $V_{св ручн}$. Это связано с тем, что при изменении X_V изменяется проводимость фоторезистора, установленного последовательно с переменным резистором $R_{св}$ ручной установки $V_{св ручн}$. Поэтому для оцифровки $k_V = f(X_V)$ необходимо заранее располагать требуемым значением $V_{св ручн}$ при $X_V = 0$.

После этого делается оцифровка зависимости X_V , т. е. $V_{св} = f(X_V)$ при $V_{св ручн} = \text{const}$ при изменении X_V через 1 В в диапазоне от 0 до 10 В.

По результатам строится график $V_{св} = f(X_V)$.

В качестве примера на рис. 4.13, б приведена усредненная зависимость $V_{св} = f(X_V)$ при установке ручки $V_{св}$ в положение «2,5» для блоков РБИЗ.

Оцифровка ручек коэффициентов передачи $k_1 - k_3$. Установить $U_2 = 10$ В и замкнуть тумблер SA_3 . Вольтметр подключить к точке X_{23} . Изменить k_1 и зафиксировать напряжение U .

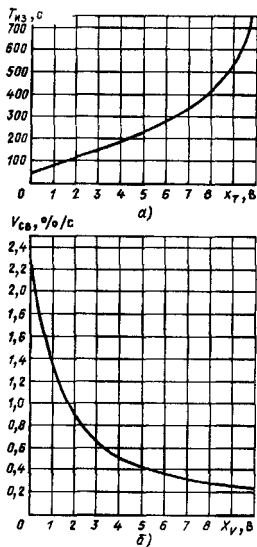


Рис. 4.13. Усредненные зависимости параметров настройки блоков РБИЗ от сигналов подстройки

$a - T_{из} = f(X_T)$ при установке ручки « $T_{из}$ » в положение «40», $б - V_{св} = f(X_V)$ при установке ручки $V_{св}$ в положение «2,5»

Напряжение, В, должно изменяться по зависимости

$$U = 10k_1/100 = k_1/10.$$

Допустимое отклонение $\pm 0,25$ В. Оцифровка k_2 и k_3 производится аналогично. На вход делителя подается опорное напряжение $+10$ В, сигнал с делителей измеряется в точках X_V (для k_2) и X_T (для k_3).

Проверка токового входа регулятора. Эта проверка выполняется в случае, если схемой АСР предусмотрена работа с токовыми входными сигналами.

Для проверки на колодке $X1$ устанавливаются переключки на контактах 2-3 и 5-6 для режима «Ток» (см. рис. 4.12).

На колодке $X2$ устанавливаются переключки в соответствии с диапазоном токового сигнала (для 0-5 мА по входам X_{11} и

X_{12} перемкнуть зажимы 2-3, 6-5-8, 4-7). После этого следует произвести проверку и регулировку контрольной точки.

Реализация АСР с автоподстройкой параметров РБИЗ

Технические возможности РБИЗ позволяют реализовать схему АСР с автоподстройкой значений k_p и $T_{из}$ в зависимости от значения корректирующего параметра, который в основном определяется характером нелинейности объекта. Чаще всего таким параметром является нагрузка. Поэтому если нагрузка измеряется и преобразована в аналоговый сигнал напряжения 0-10 В и известен характер изменения параметров объекта $k_{об}$, $\tau_{об}$ и $T_{об}$ от нагрузки, то можно реализовать схему, которая автоматически устанавливает оптимальные настройки регулятора для каждого значения нагрузки.

Для наладки такой схемы необходимо снять динамические характеристики регулируемого участка для ряда значений нагрузок, рассчитать параметры оптимальной настройки регулятора для каждой нагрузки и получить графические зависимости

$$V_{св} = f_1(U_n); \quad (4.11)$$

$$T_{из} = f_2(U_n), \quad (4.12)$$

где $U_n = 10Q_n/Q_{n \max}$ — напряжение 0-10 В; Q_n — текущее значение нагрузки; $Q_{n \max}$ — диапазон регулирования нагрузки.

Кроме того, необходимо располагать характеристиками коррекции конкретного регулятора РБИЗ

$$V_{св} = f_3(X_V) \quad \text{при} \quad V_{св \text{ ручн}} = \text{const}; \quad (4.13)$$

$$T_{из} = f_4(X_T) \quad \text{при} \quad T_{из \text{ ручн}} = \text{const}. \quad (4.14)$$

При снятии этих характеристик значение $T_{из \text{ ручн}}$ можно взять произвольное; значение $V_{св \text{ ручн}}$ принимается равным значению для минимальной нагрузки.

Для реализации требуемых зависимостей (4.11) и (4.12) с учетом градуировочных характеристик блока (4.13) и (4.14) сигнал с датчика нагрузки U_n необходимо подать на два блока нелинейного преобразователя БНП и с них получить корректирующие сигналы X_V и X_T . Требуемые статические характеристики БНП получаются на основании зависимостей (4.11)-(4.14) путем графического построения.

кроме кнопки SB_B и SB_M кнопку SB_A для перевода АСР в автоматический режим.

При нажатии кнопки SB_A (на схеме рис. 4.15 не показана) срабатывает реле блока, замыкаются контакты и управление происходит автоматически. При нажатии кнопки SB_B или SB_M контакты реле блока БРУУ переключаются и выходной сигнал с регулятора отключается. С этого момента управление осуществляется кнопками SB_B и SB_M . Для перехода на автоматический режим достаточно нажать кнопку SB_A .

Перед включением регулятора в автоматический режим необходимо установить ручку по шкале «Скорость связи» $V_{св}$ регулятора на значение $V_{св\text{ ручн}}$, при котором снималась характеристика по каналу $V_{св} = f(X_V)$.

Для установки $T_{из\text{ ручн}}$ необходимо измерить сигнал нагрузки из графика $T_{из} = f(U_{из})$ и определить необходимое значение $T_{из}$, затем из графика градуировки регулятора $(T_{из}/T_{из\text{ ручн}}) = f(X_T)$ определить $(T_{из}/T_{из\text{ ручн}}) = a$ и подсчитать $T_{из\text{ ручн}} = T_{из}/a$.

Полученное значение выставить на шкале $T_{из}$ регулятора.

4.3. РЕГУЛИРУЮЩИЕ БЛОКИ АНАЛОГОВЫЕ (РБА)

Блоки (регуляторы) РБА входят в систему АКЭСР и реализуют закон ПИД-регулирования с демпфированием пропорциональной и дифференциальной составляющих

$$X_{\text{вых}}(p) = k_p [1/(T_{\text{дф}}p + 1) + 1, (T_{\text{ин}}p) + T_{\text{пв}}p/(T_{\text{дф}}p + 1)] X_{\text{вх}}(p), \quad (4.15)$$

где $X_{\text{вых}}(p)$ — изменение сигнала на выходе; $X_{\text{вх}}(p)$ — рассогласование между «Переменной» и «Заданием» на входе регулятора; k_p — коэффициент передачи; $T_{\text{дф}}$ — постоянная времени демпфирования (филтратции); $T_{\text{ин}}$ — постоянная времени изодрома; $T_{\text{пв}}$ — постоянная времени предварения.

При $T_{\text{дф}} = 0$ регулятор реализует идеальный закон ПИД-регулирования (без демпфирования).

Принципиальная электрическая схема регулятора представлена на рис. 4.16.

В регуляторе предусмотрено переключение зажимов на колодке Х2 (на рис. 4.16 не показана), которое позволяет в закон регулирования вводить Д-составляющую выхода либо по скорости изменения сигнала рассогласования (в этом случае Д-составляющая будет и при изменении задания), либо только по скорости изменения «Переменной».

Регулятор имеет три входа по каналу «Переменная» и четыре входа по каналу «Задание», причем один вход по заданию — масштабируемый.

По входам «Переменная» предусмотрено два входа по напряжению 0–10 В и один вход в виде аналогового токового сигнала с возможностью установки любого из диапазонов: 0–5, 0–10, 4–20 мА.

По входам «Задание» предусмотрено три входа по напряжению 0–10 В и один вход токовый с переключением диапазонов.

Регулятор имеет два выхода: один токовый с переключением диапазонов и один по напряжению 0–10 В. Вход и выход регулятора гальванически развязаны.

Регулятор имеет регулируемые ограничения минимума и максимума сигнала выхода. Для ввода ограничения на потенциометры установки ограничений регулятора необходимо подать опорные напряжения —10 В.

В регуляторе предусмотрены переключатель SA_1 фазировки «прямой—обратный» и дистанционная инверсия сигнала выхода при замыкании внешних контактов 14 и 18.

Схемой регулятора предусмотрены переключение режимов работы «Р»—«А» и дистанционное управление выходом регулятора в ручной режиме. Переключение режима осуществляется путем размыкания (режим «А») или замыкания (режим «Р») внешнего зажима Р/А с общей операционной шины. Ручное управление производится от двух кнопок с общей точкой, подключенных к входам P_B и P_M регулятора.

При переходе с автоматического режима на ручной выходной сигнал остается таким, каким он был в автоматическом режиме. При переходе с ручного режима на автоматический в случае нулевого сигнала рассогласования значение сигнала на выходе не изменяется, чем обеспечивается бестолчковое включение регулятора. При наличии сигнала рассогласования в момент включения автоматического режима пропорциональная отработка выходного сигнала отсутствует и сигнал на выходе будет изменяться постепенно за счет интегральной составляющей.

В регуляторе предусмотрены гнезда для контроля сигнала по ходу формирования составляющих выхода: Y_1 — контроль И-составляющей; Y_2 — контроль ПД-составляющей; Y_3 — контроль ПИД-выхода до ограничителя; Y_4 — контроль выхода после ограничителя. Измерения в гнездах осуществляются относительно гнезда Y_0 .

Органы настройки регулятора: ручка установки:

коэффициента усиления „ k_p “;

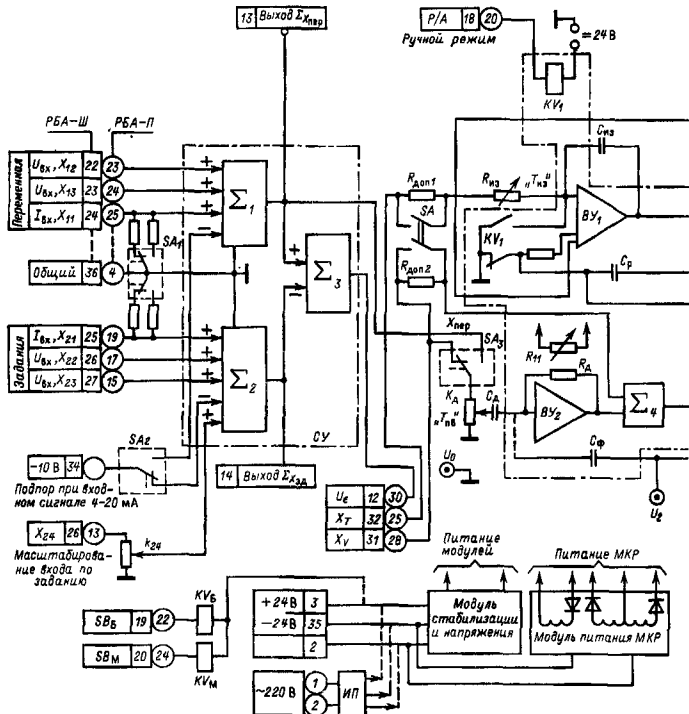


Рис. 4.16. Принципиальная электрическая схема регулятора РБА

постоянной времени изодрома „ $T_{из}$ “;
 постоянной времени предварения „ $T_{..в}$ “;
 постоянной времени демпфирования „ $T_{дф}$ “;
 ограничения «Огр. мин» и «Огр. макс»;
 коэффициента масштабирования задания „ k_{24} “, перемычки для:
 установки диапазона токовых входных сигналов на колодке с перемычками $X1$;
 установки диапазона токового выходного сигнала на колодке $X2$;
 переключения входа дифференциатора

«Переменная» или «Рассогласование» на колодке $X2$;
 установки фазировки «прямой – обратный» на колодке $X2$.

Предусмотрена также дистанционная инверсия выходного сигнала.

Регуляторы РБА выпускаются приборного типа (с индексом П) или шкафного (с индексом Ш).

Регуляторы РБА-П подключаются на напряжение 220 В. Они расположены в корпусе, и для доступа к органам настройки и переключателям необходимо выдвинуть

сительно зажима 36 для подавления начального уровня 4 МА.

Сигналы «Переменная» суммируются на сумматоре Σ_1 , сигналы «Задание» — на сумматоре Σ_2 . На зажимах 13 и 14 предусмотрен контроль выходных напряжений сумматоров. На сумматоре Σ_3 вырабатывается сигнал рассогласования между «Заданием» и «Переменной», который выводится на зажим 12.

Далее сигнал рассогласования поступает на модуль МРА, реализующий закон ПИД-регулирования. Для подачи сигнала рассогласования на модуль МРА необходимо соединить зажимы 12, 31 и 32, так как внутриблочные соединения узла суммирования и модуля МРА отсутствуют.

Интегральная составляющая выходного сигнала реализуется на высокоомном усилителе ВУ₁ вследствие его охвата положительной обратной связью через конденсатор $C_{из}$ и включенный на входе резистор $R_{вз}$. Время изотропа при этом $T_{из} = R_{вз} C_{из}$ и изменяется путем ступенчатого переключения $R_{вз}$.

Дифференциальная составляющая реализуется на высокоомном усилителе ВУ₂, на входе которого установлен конденсатор C_d . Усилитель охвачен отрицательной обратной связью через резистор R_d . Постоянная времени предвращения $T_{пв} = R_d C_d$, и степень ее ввода устанавливается ручкой потенциометра „Т_{пв}“. В качестве сигнала, по которому берется производная, подключается либо сигнал рассогласования между «Переменной» и «Заданием», либо «Переменная» (в зависимости от положения переключателя на колодке Х2).

На сумматоре Σ_4 суммируются дифференциальная составляющая и сигнал рассогласования. Их сумма в свою очередь суммируется с интегральной составляющей на усилителе У₁, охваченном жесткой обратной связью.

Таким образом, на выходе У₁ реализуется суммарный сигнал из пропорциональной, интегральной и дифференциальной составляющих. Значение суммарного сигнала зависит от сопротивления резистора R_n , опифрованного в единицах коэффициента усиления регулятора $k_n = 0,3 \div 15$. Переключатель SA позволяет изменить диапазон уставки k_n . Если переключатель установить в положение, при котором резисторы $R_{кон1}$ и $R_{кон2}$ окажутся зашунтированными, то с помощью R_n можно установить k_n в диапазоне 1—50.

Демпфирование пропорциональной и дифференциальной составляющих выходного сигнала регулятора осуществляется путем охвата гибкой обратной связью ВУ₂ и

Σ_4 через C_ϕ и R_ϕ . Время демпфирования $T_{дф} = 0 \div 20$ с устанавливается резистором R_ϕ . При $R_\phi = 0$ значение $T_{дф} = 0$; при $R_\phi = R_{\phi \text{ макс}}$ значение $T_{дф} = 20$ с.

Выходной сигнал усилителя У₁, реализующий закон ПИД-регулирования, поступает на ограничитель выходного сигнала по максимуму и минимуму. Ограничитель реализован на сумматоре Σ_6 и двух схемах сравнения, нагруженных на RC-цепочки через диоды VD_1 и VD_2 .

Уставки ограничения устанавливаются потенциометрами, на которые подается опорное напряжение —10 В относительно общей шины 36. Напряжение, пропорциональное уровню ограничения, подается на схемы сравнения CC_1 и CC_2 , где сравнивается с текущим значением выходного сигнала сумматора Σ_3 . Если выходной сигнал Σ_3 меньше уставки «Огр. макс» и больше «Огр. мин», то ни одна из схем сравнения не срабатывает и сигнал по напряжению на конденсаторе $C_{огр}$ равен 0. В этом случае выходной сигнал Σ_3 повторяет выходной сигнал У₁ с коэффициентом передачи 0,5. Если выходной сигнал Σ_3 выйдет за уровень ограничения, например станет больше уставки «Огр. макс», то сработает CC_2 и на ее выходе появится сигнал отрицательной полярности, постоянный по амплитуде, и конденсатор $C_{огр}$ начнет заряжаться через диод VD_2 и резистор $R_{огр2}$. На Σ_3 начнет поступать дополнительный сигнал, который приведет к уменьшению выходного сигнала Σ_3 до значения уставки ограничения по максимуму. Таким образом, при превышении максимума сигнала CC_2 будет периодически срабатывать и поддерживать выходной сигнал Σ_3 очень близким к уставке ограничения. При выходном сигнале Σ_3 ниже минимальной уставки срабатывает CC_1 и $C_{огр}$ начнет заряжаться напряжением другой полярности. В результате сигнал на выходе Σ_3 начнет возрастать и, достигнув ограничения по минимуму, будет поддерживаться близким к значению минимума. При срабатывании любой из схем сравнения через сумматор Σ_6 на вход ВУ₁ интегратора поступает сигнал, предохраняющий интегратор от перенасыщения. В результате этого не происходит временного запаздывания действия регулятора при изменении знака сигнала рассогласования.

Сигнал после ограничителя поступает на модуль кондуктивного разделения. Кондуктивное разделение достигается за счет широкой модуляции входного аналогового сигнала, передачи его через трансформатор и последующей демодуляции. Питание узла демодуляции гальванически не связано с пи-

танием предыдущей части схемы. В этом модуле предусмотрено дистанционное инвертирование выходного сигнала при замыкании зажимов 10 и 29. В последнем случае на вход релейного элемента подается дополнительный сигнал смещения — 15 В и выходной сигнал инвертируется.

На выходе регулятора предусмотрена выдача аналогового 0—10 В (зажимы 8 и 9), а также токового (зажимы 6 и 7) сигналов. Диапазон выходного тока устанавливается переключением на колодке Х2, с помощью которых изменяется сопротивление в цепи эмиттера преобразователя напряжения в ток.

В регуляторе предусмотрено дистанционное переключение режимов работы «Р» и «А» (зажимы 18 и 36).

В автоматическом режиме переключки между 18 и 36 отсутствует, реле KV_1 обесточено и его контакты находятся в положениях, указанных на схеме.

При ручном режиме (замыкаются зажимы 18 и 36) срабатывает KV_1 , замыкается на землю вход BV_1 интегратора, на который в автоматическом режиме поступал сигнал рассогласования через $R_{и1}$, конденсатор C_p отключается от земли и оказывается подключенным к другому входу BV_1 .

Ручное управление осуществляется путем замыкания кнопок, подключенных к зажимам 19 $SB_Б$ («Большее»), 20 $SB_М$ («Меньшее») относительно общей шины 36.

Если, например, нажать кнопку « $SB_Б$ », то срабатывает реле $KV_Б$ и через его контакт на вход BV_1 и на конденсатор C_p будет подано напряжение от стабилизируемого источника $+U_{оп}$. За счет охвата BV_1 и U_1 положительной обратной связью с конденсатором C_p сигнал с выхода U_1 а следовательно, и с выхода регулятора начнет возрастать. При отпускании кнопок $SB_Б$ конденсатор C_p оказывается заряженным до определенного уровня и на выходе поддерживается сигнал, неизменный по времени и равный значению в момент отпускания кнопки.

При нажатии кнопки $SB_М$ на вход BV_1 поступает сигнал противоположной полярности и выходной сигнал будет уменьшаться с постоянной скоростью.

Для поддержания постоянства во времени выходного сигнала регулятора при ручном управлении, когда отпущены кнопки $SB_Б$ и $SB_М$, в регуляторе предусмотрен специальный модуль компенсации дрейфа МКД.

Выходной сигнал интегратора после U_1 поступает на вход схемы сравнения модуль МКР, где сравнивается с колебаниями пилообразной формы генератора низкой частоты ГНЧ. На выходе схемы сравнения СС

формируются прямоугольные импульсы положительной и отрицательной полярностей, отношение длительностей которых пропорционально выходному сигналу интегратора. Схема сравнения управляет ключами S_1 , S_2 и через устройство синхронизации УС — работой генератора высокой частоты ГВЧ.

При отрицательной полярности выходного сигнала СС ключ S_1 замыкается, S_2 разомкнут, происходит заряд конденсатора С от импульсов ГВЧ.

При положительной полярности выходного сигнала СС заряженный конденсатор С переключается на разрядный резистор R и вход интегратора. Полярность корректирующих импульсов противоположна направлению изменения выходного сигнала интегратора, что приводит к изменению выходного сигнала в противоположную сторону. Вследствие этого выходной сигнал интегратора все время колеблется около постоянного уровня — точки устойчивого равновесия. Число таких точек определяется отношением частот ГНЧ и ГВЧ.

В момент нажатия кнопки $SB_М$ или $SB_Б$ выход модуля МКД отключается от интегратора. При отпускании кнопок выходной сигнал интегратора стабилизируется около ближайшей устойчивой точки. В автоматическом режиме выход МКД заземляется через замыкающий контакт реле KV_1 .

Питание схемы осуществляется напряжением $+24$ и -24 В относительно общей точки (зажим 36). Питание отдельных модулей стабилизируется модулем стабилизации напряжений. Питание части схемы после модуля кондуктивного разделения МКР осуществляется специальным модулем питания, гальванически разделенным от цепей питания остальных модулей. Разделение цепей питания происходит за счет модуляции, трансформирования и последующей демодуляции.

Для ступенчатого изменения диапазона установки коэффициента передачи $k_{и1}$ в схеме предусмотрен переключатель SA, с помощью которого включаются или шунтируются дополнительные входные резисторы перед интегратором ($R_{доп1}$ и сумматором $\sum (R_{доп2})$. При включении резисторов $R_{доп1}$ и $R_{доп2}$ изменяется коэффициент передачи П- и И-составляющих выходного сигнала регулятора, во время удвоения (постоянная времени изодрома) при этом остается прежним. Коэффициент передачи Д-составляющей не зависит от положения переключателя SA, а это означает, что при изменении диапазона установки коэффициента передачи изменяется диапазон установки постоянной времени предвращения $T_{пв}$.

Формирование закона регулирования и обоснование метода оцифровки органов динамической пастройки. Закон регулирования реализуется модулем МРА. На интегратор поступает входной сигнал рассогласования между «Заданным» и «Персменной» U_e с коэффициентом передачи $k = 1$.

Схема интегратора приведена на рис. 4.17, а.

Вход усилителя интегратора высокоомный, следовательно, $i_R \approx i_C$.

Так как

$$i_R = U_e / R_{из}, \quad i_C = C_{из} (dU_{из} / dt),$$

то

$$U_{из}(p) = (1/pR_{из}C_{из}) U_e(p),$$

или

$$U_{из}(p) = (1/T_{из}p) U_e(p), \quad (4.16)$$

где $T_{из} = R_{из}C_{из}$.

Таким образом, интегратор реализует интегрирующее звено, постоянная времени которого при $C_{из} = \text{const}$ определяется сопротивлением $R_{из}$ на входе усилителя.

При $T_{из} = \infty$ конденсатор интегратора полностью разряжен и заземлен. При этом $U_{из} = 0$ в любом случае.

Схема сумматора пропорциональной составляющей и дифференциатора приведена на рис. 4.17, б.

Если движок потенциометра полностью выведен, то выходной сигнал схемы $U_{нд}(p) = U_{\gamma}(p) + U_e(p)$.

Так как

$$I_{C_{\phi}}(p) = 0, \quad I_{C_{д}}(p) = k_{д}C_{д}pU_{\gamma}(p),$$

$$I_{R_{д}}(p) = U_{\gamma}(p)/R_{д},$$

то из условия $I_{C_{д}}(p) = I_{R_{д}}(p)$ находим

$$U_{\gamma}(p) = k_{д}R_{д}C_{д}pU_e(p);$$

$$U_{нд}(p) = (1 + pT_{пв \max}) U_e(p).$$

Таким образом, дифференциатор реализует функцию повторения сигнала рассогласования с суммированием сигнала, пропорционального скорости его изменения.

Постоянная времени предварения $T_{пв} = k_{д}R_{д}C_{д} \sim T_{пв \max}$ при $k_{д} = 1$; $T_{пв} = 0$ при $k_{д} = 0$.

Величины $R_{д}$ и $C_{д}$ не изменяются. Величина $T_{пв}$ регулируется потенциометром $k_{д}$.

Если движок потенциометра R_{ϕ} находится не в крайнем нижнем положении, то

$$I_{C_{\phi}}(p) = k_{\phi}C_{\phi}pU_{нд}(p), \quad I_{C_{д}}(p) = k_{д}C_{д}pU_e(p),$$

$$I_{R_{д}}(p) = [U_{нд}(p) - U_e(p)]/R_{д}.$$

Из условия баланса токов $I_{C_{д}}(p) = I_{R_{д}}(p) + I_{C_{\phi}}(p)$ находим

$$U_{нд}(p) = U_e(p) / (1 + k_{\phi}R_{д}C_{\phi}p) + k_{д}R_{д}C_{д}pU_e(p) / (1 + k_{\phi}R_{д}C_{\phi}p).$$

Обозначив $k_{д}R_{д}C_{д} = T_{пв}$, $k_{\phi}R_{д}C_{\phi} = T_{дф}$, получим

$$U_{нд}(p) = U_e(p) [1/(T_{дф}p + 1) + pT_{пв}/(T_{дф}p + 1)], \quad (4.17)$$

где $T_{дф}$ — постоянная времени демпфирования. Так как $R_{д}$ и C_{ϕ} — величины неизменные, то $T_{дф}$ зависит только от положения движка « k_{ϕ} » потенциометра.

Выходной сигнал МРА $U_{МРА}$ равен сумме сигналов $U_{из}$ и $U_{нд}$, умноженной на коэффициент передачи $k_{п}$ сумматора, реализованного на усилителе U_1 (см. рис. 4.16):

$$U_{МРА}(p) = k_{п} [1/(T_{дф}p + 1) + 1/(T_{из}p) + T_{пв}p/(T_{дф}p + 1)] U_e(p). \quad (4.18)$$

Полагая $U_{МРА}(p) = X_{вых}(p)$, $U_e(p) = X_{вх}(p)$, получим выражение (4.15).

Коэффициент передачи $k_{п}$ зависит от положения движка потенциометра « $R_{п}$ ».

Оцифровка шкалы « $k_{п}$ ». Если установить на регуляторе $T_{из} = \infty$, то конденсатор интегратора разряжен и выходной сигнал интегратора $U_{из} = 0$ независимо от U_e . Если $T_{дф} = 0$ и $T_{пв} = 0$, то $U_{нд} = U_e$.

При $T_{из} = \infty$, $T_{дф} = 0$ и $T_{пв} = 0$ выходной сигнал МРА, а следовательно, и регулятора $U_{вых} = k_{п}U_e$; при $U_e = 0$ сигнал $U_{вых} = 0$; при $U_e \neq 0$ коэффициент усиления $k_{п} = U_{вых}/U_e$. По этому отношению производят оцифровку шкалы « $k_{п}$ ».

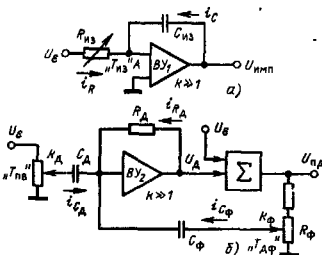


Рис. 4.17 Принципиальные электрические схемы интегратора (а) и дифференциатора с сумматором (б) блока РБА

Оцифровка шкалы « $T_{из}$ ». Если установить $T_{из} = 0$ и зажим X_7 (31) оставить свободным, то $U_{ПД} = 0$ независимо от U_e . В этом случае регулятор при $T_{из} \neq 0$ становится чисто интегральным:

$$U_{вых}(p) = k_n [1/(T_{из} p)] U_e(p).$$

При подаче на вход такого звена при $k_n = 1$ ступенчатого сигнала U_e напряжение $U_{вых} = U_e / T_{из}$.

В момент, когда $U_{вых}$ изменится на U_e , время $t = T_{из}$. Следовательно, для оцифровки $T_{из}$ нужно превратить регулятор в чисто интегральный при $k_n = 1$ и постоянную времени $T_{из}$ определять как промежуток времени, за который при подаче на вход ступенчатого сигнала U_e выходной сигнал изменится на U_e , т. е. $\Delta U_{вых} = U_e$.

Оцифровка шкалы « $T_{пв}$ ». Если установить $k_n = 1$, $T_{из} = 0$, $T_{из} = \infty$ и переключатель вида сигнала производной (колодка X2) установить в положение, при котором дифференцируется только «Переменная», то по каналу «Задание» получим функцию повторения входного сигнала, а по каналу «Переменная» реализуется зависимость

$$U_{вых}(p) = U_{пер}(p)(T_{пв} p + 1).$$

Если выход такого регулятора замкнуть на вход «Переменная», то его реакция при изменении задания

$$U_{вых}(p) = U_{из}(p)(T_{пв} p + 2).$$

При $U_{из} = 0$ установившееся значение $U_{вых} = 0$.

При ступенчатом изменении $U_{из}$ получим

$$U_{вых} = (0,5 - 0,5e^{-t/(0,5T_{пв})}) U_{из}.$$

Следовательно, при $t = 0$ в первый момент $U_{вых} = 0$, а затем возрастает по экспоненте с постоянной времени $T = 0,5T_{пв}$. Величина $T = 0,5T_{пв}$ равна отрезку времени t , за который $U_{вых}$ возрастает до

$$U_{вых}(t) = 0,315 U_{из}.$$

Определив значение t и умножив его на 2, получим $T_{пв}$.

Оцифровка шкалы « $T_{дф}$ ». Если в ПД-регуляторе при $k_n = 1$ установить $T_{пв} = 0$, то регулятор становится повторителем. Если $T_{дф} \neq 0$, то при изменении входного сигнала $U_{из}$ разомкнутого регулятора сигнал на выходе

$$U_{вых}(p) = [1/(T_{дф} p + 1)] U_{из}(p).$$

При ступенчатом изменении задания выходной сигнал будет изменяться по экспоненте с постоянной времени $T_{дф}$.

При $U_{из} = 0$ сигнал $U_{вых} = 0$.

Промежуток времени t , по истечении которого выходной сигнал $U_{вых}$ достигнет значения $U_{вых} = 0,63 U_{из}$, будет равен постоянной времени $T_{дф}$. Из этих условий производят оцифровку шкалы « $T_{дф}$ ».

Предмонтажная проверка

Схема проверки блока РБА-III приведена на рис. 4.18.

Входные сигналы подаются от двух комбинированных источников напряжения или тока с встроенными показывающими приборами класса не хуже 1. В схеме предусмотрены тумблер переключения режимов «Р» — «А» и кнопки дистанционного управления; предусмотрены также тумблеры для отключения И- или ПД-составляющих выхода.

Тумблер SA_3 позволяет проверять регулятор либо по разомкнутой схеме (положение 1), либо по замкнутой. Тумблер SA_4 служит для подачи на вход разомкнутого или замкнутого регулятора ступенчатого входного сигнала, равного разности сигналов U_1 и U_2 . Тумблеры SA_1 и SA_2 позволяют переключать входы по напряжению. Опорное напряжение ~ 10 В подается на входы ограничителей минимума и максимума. Опорное напряжение $+10$ В через тумблер SA_2 подается на делитель « k_{24} » установки задания регулятору по месту. Токовый выход через защитный диод выведен на зажимы для измерения тока. Кроме того, выведены выходы сумматоров задания $\sum_{из}$, переменной $\sum_{пер}$ и сигнала рассогласования ϵ .

Схема проверки РБА-II отличается от схемы на рис. 4.18 нумерацией зажимов входного и выходного сигналов (в соответствии с рис. 4.16); питание ~ 220 В подается на зажимы 1 и 2; опорные сигналы $+10$ и -10 В снимаются с зажимов 29 и 27 относительно зажима 4 и подаются на ограничители и на « k_{24} ».

Для проверки напряжений в промежуточных точках схемы регулятора и для точного измерения входного и выходного сигналов используется цифровой вольтметр с классом не хуже 0,2 для измерения напряжения в диапазоне 0 ± 10 В.

На регуляторе имеются контрольные гнезда для измерения напряжений относительно гнезда Y_0 : Y_1 — выход интегратора; Y_2 — выход дифференциатора (только при $T_{дф}$ макс); Y_3 — выход регулятора до ограничителя (с коэффициентом передачи 0,5); Y_4 — выход ограничителя до модуля проводящего разделения.

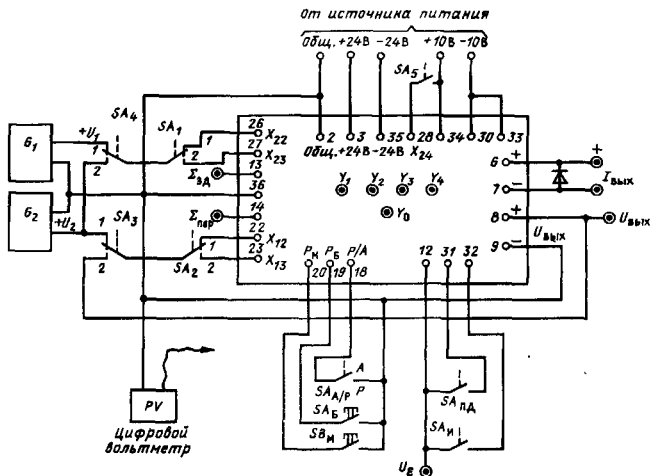


Рис. 4.18. Схема предмонтажной проверки блока РБА-III

Перед проверкой регулятора переключки на колодках $X1$ и $X2$ установить в положение, обеспечивающие обратную фазировку и требуемые диапазоны токовых входного и выходного сигналов и сигнала производной по параметру. Для диапазона токовых сигналов 0–5 мА установить на колодке $X1$ переключки 2–5, 7–8, 4–5, 3–6; на $X2$ переключки 1–2, 4–5, 8–9.

Источники G_1 и G_2 переключить в режим выдачи сигнала по напряжению 0 + 10 В.

После этого регулятор через ШР подключить к схеме.

Проверка режима ручного управления и модуля кондуктивного разделения. Установить ограничения $\alpha_{\min} = 0$ и $\alpha_{\max} = 100\%$.

В режиме «Р» убедиться, что при нажатии кнопки SB_E выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ увеличивается, при нажатии кнопки SB_M уменьшается. При отпускании любой из кнопок изменение $U_{\text{вых}}$ прекращается и опо остается на постоянном уровне в течение 1–2 мин.

Диапазон изменения $U_{\text{вых}}$ должен быть примерно от 0 до +10 В (погрешность на граничных значениях диапазона может быть вызвана тем, что при $\alpha_{\min}$ и $\alpha_{\max}$ ограничение не совпадает с оцифровкой значений α).

Для проверки модуля кондуктивного разделения МКР подключить вольтметр в гнездо Y_4 (выход до МКР), установить ручным управлением $U = 0,5$ В и проверить $U_{\text{вых}}$. Значение $U_{\text{вых}}$ должно отличаться от значения напряжения в гнезде Y_4 не более чем на 10–20 мВ. После этого установить $U = 9,5$ В и также сравнить с $U_{\text{вых}}$. Допуск на разницу напряжений аналогичный.

Если разница $U_{\text{вых}}$ и напряжения U в гнезде Y_4 (рис. 4.18) больше допуска, производится регулировка МКР потенциометрами R_{17} «Нуль» при $U = 0,5$ В и R_{27} («Размах») при $U = 9,5$ В.

Проверка токового выхода регулятора. Подключить амперметр класса не хуже 1 к гнездам $I_{\text{вых}}$. Вольтметром измерять $U_{\text{вых}}$, изменяя его значение при ручном управлении. Измеренное значение $I_{\text{вых}}$ должно соответствовать для $I_{\text{вых}} = 0 \div 5$ мА расчетному значению $I_{\text{вых р}} = (U_{\text{вых}}/10) \cdot 5$ с погрешностью не более $\pm 0,05$ мА, для $I_{\text{вых}} = 0 \div 20$ мА — значению $I_{\text{вых р}} = (U_{\text{вых}}/10) \cdot 20$ с погрешностью не более $\pm 0,2$ мА; для $I_{\text{вых}} = 4 \div 20$ мА ток $I_{\text{вых р}} = 4 + (U_{\text{вых}}/10) \cdot 16$ с погрешностью не более $\pm 0,16$ мА.

После проверки амперметр отключить. Проверка ограничителей «Огр. мин» и

«Огр. макс». Ручным управлением установить $U_{\text{вых}} = 10$ В, уменьшая ограничение $\alpha_{\text{макс}}$ от 100%, добиться последовательно значений $U_{\text{вых}}$, равных 9, 8 и т. д. до 1 В. Величина $\alpha_{\text{макс}}$, %, при этом должна быть равна $(U_{\text{вых}}/10) \cdot 100$ с погрешностью не более $\pm 2,5$ % по отметке шкалы $\alpha_{\text{макс}}$.

Затем при $\alpha_{\text{макс}} = 100\%$ дистанционным управлением установить $U_{\text{вых}} = 10$ В. Увеличивая $\alpha_{\text{мин}}$ от уставки 0, добиться $U_{\text{вых}} = 1$; 2 и т. д. до 9 В. При этом $\alpha_{\text{мин}}$, %, должно быть равно $(U_{\text{вых}}/10) \cdot 100$ с погрешностью не более $\pm 2,5$ % по отметке шкалы $\alpha_{\text{мин}}$.

После этого установить $\alpha_{\text{мин}} = 0$.

Проверка включения регулятора без толчка и проверка контрольной точки. На регуляторе установить $T_{\text{из}} \approx 5$ с, $k_n \approx 4$, $T_{\text{пр}} = 0$, $T_{\text{дф}} = 0$. Тумблеры SA_1 и SA_2 установить в положение 1 (рис. 4.18), SA_4 выключить, SA_3 установить в положение 1, SA_4 в положение 2.

При этом реализуется схема проверки разомкнутого регулятора. На входы по напряжению X_{12} и X_{22} подать сигнал U_2 ; тумблеры $SA_{\text{ПД}}$ и $SA_{\text{И}}$ включить. В режиме ручного управления установить $U_{\text{вых}} = 5$ В и $U_2 = 5$ В.

Перевести регулятор в режим автоматического управления «А». Выходное напряжение должно измениться не более чем на $\pm 0,2$ В и после этого остаться неизменным.

Вольтметром измерить напряжение после сумматоров $\Sigma_{\text{пер}}$ и $\Sigma_{\text{з.л.}}$. Оно должно равняться U_2 . Затем измерить сигнал рассогласования U_r в гнезде 6.

Если $|U_r| \geq 10$ мВ, то погрешность устранить регулировочным резистором R_{29} модуля МОС (см. рис. 4.16).

Тумблеры SA_1 и SA_2 переключить в положение 2 и снова определить U_r . Его значение должно оставаться в тех же пределах.

Установить $T_{\text{дф}} = T_{\text{дф макс}}$ и подключить вольтметр в гнездо Y_2 регулятора. Если абсолютное значение напряжения больше 10 мВ, то устранить погрешность с помощью потенциометра R_{11} (см. рис. 4.16) модуля МРА (регулировка нуля выхода с дифференциатора). Затем снова установить $T_{\text{дф}} = 0$.

После этого подключить вольтметр для измерения $U_{\text{вых}}$. Переключая режим управления с автоматического на ручной и обратно, регулировкой R_{10} (см. рис. 4.16) модуля МРА (регулировка нуля усилителя интегратора) добиться минимального изменения $U_{\text{вых}}$ при переключении режимов. При этом $\Delta U_{\text{вых}}$ должно быть не более 0,2 В.

Если в схеме АСР использованы токковые входы регулятора X_{11} и X_{21} , то необходимо подать два одинаковых токковых сиг-

нала от источников U_1 и U_2 и проверить сигнал рассогласования U_r . Последующую проверку производить при входных сигналах X_{12} и X_{22} или X_{13} и X_{23} .

Проверка правильности функционирования регулятора. Установить $U_1 = U_2$ и тумблер SA_4 переключить в положение 1. Вольтметром измерить $U_{\text{вых}}$.

При включении автоматического режима регулятор должен остаться на контрольной точке.

Если установить $U_1 > U_2$, то должно последовать пропорциональное изменение сигнала на выходе в сторону увеличения, а затем его изменение с постоянной скоростью до $U_{\text{вых}} = 10$ В.

При $U_1 < U_2$ сигнал пропорционально уменьшается, а затем постепенно с постоянной скоростью спускается до нуля. Убедиться, что с увеличением $T_{\text{из}}$ скорость изменения интегрирующей составляющей выходного сигнала уменьшается.

При установке $U_1 = U_2$ сигнал на выходе регулятора не должен изменяться.

Тумблер SA_3 установить в положение 2 (замкнуть схему с выхода на вход). Изменяя U_1 при $T_{\text{из}} = 5$ с, убедиться, что установившееся значение $U_{\text{вых}} = U_1$ во всем диапазоне изменения U_1 от 0 до 10 В с допуском ± 50 мВ.

Установить $U_1 = 0$, включить SA_5 . Изменить значение чувствительности k_{24} . Установившееся значение $U_{\text{вых}}$, В, должно быть равным $(\alpha_{24}/100) \cdot 10$ с погрешностью не более $\pm 0,25$.

Оцифровка шкалы « k_n » коэффициента передачи регулятора. Установить $T_{\text{из}} = \infty$ (конденсатор интегратора разряжен и его выходной сигнал равен нулю), $T_{\text{дф}} = 0$, $T_{\text{пр}} = 0$, k_n — на отметку шкалы, подлежащую оцифровке. При этом регулятор становится чисто пропорциональным и имеет $U_{\text{вых}} = 0$ при нулевом сигнале рассогласования $U_i = 0$. Тумблер SA_4 разомкнуть, SA_3 установить в положение 1, SA_4 — в положение 1.

Установить $U_2 = 0$, $U_1 \neq 0$. Напряжение на выходе регулятора будет равно $U_{\text{вых}} = k_n U_1$. При этом

$$k_n = U_{\text{вых}}/U_1.$$

Для оцифровки следующей точки изменить k_n , и если $U_{\text{вых}} < 10$ В, то можно, не изменяя U_1 , подсчитать новое фактическое значение k_n .

Для последующей оцифровки шкал « $T_{\text{из}}$ » и « $T_{\text{пр}}$ » необходимо по окончании проверки k_n установить фактическое значение $k_n = 1$. Для этого ручку « k_n » установить в положение, при котором $U_{\text{вых}} = U_1$.

Оцифровка шкалы « $T_{из}$ » постоянной времени издрорма. Тумблер $SA_{пд}$ выключить, тумблер $SA_{и}$ включить. Регулятор становится чисто интегральным.

Установить $U_2 = 0$. $U_1 = 4$ В, $k_n = 1$. Тумблер SA_4 переключить в положение 2, SA_3 — в положение 1.

Для оцифровки шкалы « $T_{из}$ » установить переключатель « $T_{из}$ » сначала на отметку ∞ , затем на отметку, подлежащую оцифровке. Тумблер SA_4 установить в положение 1 и одновременно включить секундомер. Секундомер выключить, когда $U_{вых}$, возрастая от нуля, станет равно 4 В.

Время Δt , отсчитанное на секундомере, будет равно фактическому значению $T_{из}$.

Для оцифровки следующей отметки шкалы тумблер SA_4 установить в положение 2, переключатель « $T_{из}$ » (см. рис. 4.16) — на отметку « ∞ » ($U_{вых}$ станет равно нулю), а затем на новую отметку шкалы. Переключить тумблер SA_4 в положение 1 и снова определить время Δt , по истечении которого $U_{вых}$ примет значение 4 В.

Для оцифровки больших значений $T_{из}$ можно измерить время Δt , за которое $U_{вых}$ возрастет до 2 В, тогда $T_{из} = 2\Delta t$, или до 1 В, тогда $T_{из} = 4\Delta t$.

Оцифровка шкалы « $T_{пр}$ » постоянной времени предварения. Установить $T_{из} = \infty$, включить тумблер $SA_{пд}$, отключить тумблер $SA_{и}$. При $T_{пр} \neq 0$ регулятор становится по каналу «Задание» пропорциональным звеном, по каналу «Переменная» — ПД-звеном. Оцифровка производится по реакции регулятора, охваченного обратной связью с выхода на вход «Переменная» при подаче на вход «Задание» ступенчатого сигнала.

Установить SA_4 в положение 2, SA_3 — в положение 2. Установить $U_2 = 0$, $U_1 = 3,17$ В. Ручку « $T_{пр}$ » сначала установить на отметку 0, затем — на отметку шкалы, которая оцифровывается.

Тумблер SA_4 установить в положение 1 и одновременно включить секундомер. Выходное напряжение начнет увеличиваться от нулевого значения до $0,5U_1$. Секундомер выключить, когда $U_{вых} = 0,315U_1$, т. е. $U_{вых} = 1$ В.

Постоянная времени предварения $T_{пр} = 2\Delta t$, где Δt — показание секундомера.

Для оцифровки следующей точки шкалы « $T_{пр}$ » установить SA_4 в положение 2, $T_{из} = 0$ и, когда $U_{вых}$ упадет до нуля, переключатель « $T_{пр}$ » установить на новую отметку шкалы. После этого переключатель SA_4 установить в положение 1 и определить Δt на новой отметке шкалы.

Оцифровка максимального значения шкалы « $T_{лф}$ ». Тумблер SA_3 установить в по-

ложение 1, $T_{из} = \infty$, $T_{пр} = 0$, $k_n = 1$. Тумблер $SA_{пд}$ выключить.

В положении 2 тумблера SA_4 установить $U_1 = 3,16$ В, $U_2 = 0$. Установить $T_{лф} = T_{лф \max}$, переключатель SA_4 — в положение 1 и одновременно включить секундомер.

Секундомер выключить, когда $U_{вых}$, возрастая, достигнет значения

$$U_{вых} = 0,63U_1 = 2 \text{ В.}$$

Максимальное значение $T_{лф \max}$ равно Δt , отсчитанному на секундомере.

На этом проверка РБА заканчивается. Для РБА-П необходимо дополнительно измерить опорные напряжения +10 В и —10 В внутреннего источника питания регулятора.

По окончании проверки установить переключатель фазировки регулятора в положение, необходимое для работы регулятора в конкретной АСР.

Реализация АСР с регулятором РБА

Схема должна обеспечивать кроме автоматического ручное управление как через регулятор от кнопок SB_E , SB_M , так и от ручного задатчика положения регулирующего органа помимо регулятора. При этом необходимо обеспечить переход без толчка с ручного управления на автоматическое и обратно.

Для компоновки схем АСР с регуляторами РБА в комплексе АКЭСР предусмотрены ручные задатчики аналогового сигнала РЗД и блоки ручного управления БРУ-У и БРУ-2К.

Задатчик РЗД в зависимости от схемы включения может выдавать либо сигнал по напряжению 0—10 В, либо токовые сигналы любого из диапазонов 0—5, 0—20 и 4—20 мА, причем питание задатчика гальванически разделено с выходом.

Блок БРУ-У имеет кнопки SA_A , SB_E , SB_M и встроенное двухобмоточное реле. При подаче импульса через одну из обмоток контакты реле перебрасываются и остаются в этом положении после исчезновения импульса. Для переборки контактов реле в обратном направлении необходимо пропустить импульс через другую обмотку реле. Включение реле в одно из состояний происходит при нажатии кнопки SB_A . Переход в другое состояние происходит при нажатии кнопки SB_E или SB_M . Многократное нажатие кнопки SB_A или кнопки SB_E , SB_M не изменяет состояние реле (оно реагирует только на первый импульс). Кнопки SB_E и SB_M

имеют также «сухие» контакты, которые используются для ручного управления через РБА.

Блок БРУ-У имеет встроенный указатель положения исполнительного механизма, который может быть подключен и настроен либо на вход по напряжению, либо на токовый сигнал.

Блок БРУ-2К отличается тем, что у него только две кнопки для переключения реле в одну или другую позицию и отсутствует указатель положения. Он используется для подключения на вход регулирующего органа сигнала либо с РБА, либо с задатчика ручного управления.

Схема соединений аппаратуры АСР приведена на рис. 4.19. Она питается от блока группового питания БПГ. От БПГ на регулятор подаются напряжения $+24$ В и -24 В относительно общей точки, напряжения по шлору -10 В — для ограничителей. От БПГ также питаются задатчики РЗД и блоки управления БРУ-У и БРУ-2К переменным напряжением 24 В.

Входной сигнал «Переменная» от блока кондуктивного разделения БКР поступает на вход по напряжению (зажимы 22 или 23) относительно общей шины 36, которая соединяется с общим проводом питания РБА

(зажим 2). Блок БКР соответственно настраивается на выход по напряжению, и плюс подается на зажимы 22 или 23.

Задание в виде сигнала по напряжению $0-10$ В поступает с РЗД (1) (плюс на зажим 25 относительно общей шины).

Переключение режимов работы регулятора и ручное управление через регулятор осуществляется через БРУ-У. При нажатии кнопки А размыкается контакт между зажимами 10 и 9 блока управления, отключается зажим 18 регулятора от общей шины и включается автоматический режим РБА. При нажатии кнопки SB_M или SB_B контакт между зажимами 10 и 9 блока БРУ-У замыкается, РБА переключается в ручной режим и одновременно через контакты кнопок SB_B или SB_M поступает импульс на управление выходом с регулятора. После этого РБА остается в ручном режиме до тех пор, пока не будет нажата кнопка SB_A .

Блок управления БРУ-2К позволяет переключать управление исполнительным механизмом от выходного сигнала либо с регулятора, либо с задатчика РЗД (II). Сигнал управления $I_{впр} = 0-5$ мА поступает на преобразователь «ток — давление сжатого воздуха» электропневматического преобразователя ЭПП и с него — на регу-

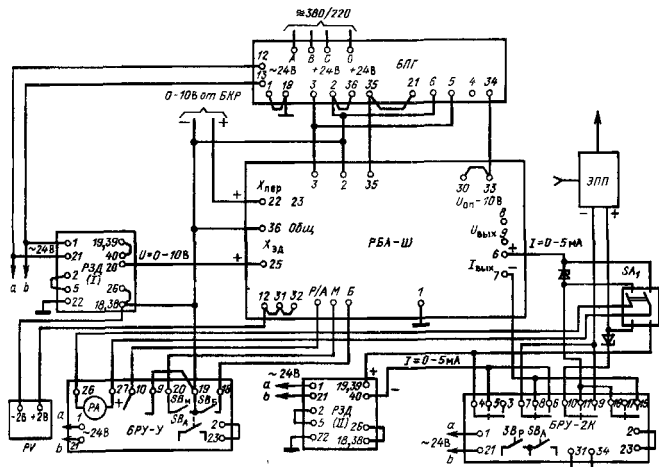


Рис. 4.19. Схема соединений аппаратуры АСР с регулятором РБА-Ш

лирующий клапан. По этому РЗД (II) подключен на выход 0 5 мА и при работе используется токовый выход регулятора в том же диапазоне. Контакты БРУ-2К переключаются при нажатии кнопок вида режима управления.

Контакты не только переключают на ЭПП токовый сигнал, но и одновременно шунтируют отключенный сигнал. Шунтирование отключаемого токового выхода обязательно нужно предусмотреть, так как, во-первых, разрыв цепи приводит к перепряжениям в схеме источника, во-вторых, перед включением к ЭПП сигнала от РБА необходимо проконтролировать выходной сигнал с РБА.

Указатель положения БРУ-У, настроенный на $I = 0 \div 5$ мА, используется для контроля сигнала на входе ЭПП, а также может быть переключен для контроля выходного сигнала регулятора перед переходом управления с задатчика РЗД (II) на регулятор. Для этого в схеме предусмотрены тумблер SA_1 и стабилизаторы, включенные встречно токовым сигналам.

Если имеется уверенность, что выходной сигнал РЗД (II) всегда соответствует значению (в процентах), установленному по шкале, то выходной сигнал БРУ-2К можно не контролировать, а указатель подключить только для контроля выходного сигнала регулятора.

Для контроля сигнала рассогласования установлен вольтметр с нулем в середине шкалы.

Рассмотрим операции перевода АСР в различные режимы работы.

Ручное управление с РЗД (II). Нажать кнопку SB_p блока БРУ-2К. К электропневматическому преобразователю ЭПП подключить выход задатчика Указатель БРУ-У измеряет входной сигнал ЭПП.

Переход на ручное управление через регулятор. Указатель положения тумблером SA_1 переключить на измерение выходного сигнала регулятора. С помощью кнопок SB_B и SB_M установить выходной сигнал регулятора равным значению входного сигнала ЭПП. На БРУ-2К нажать кнопку SB_A . После этого регулирующий орган управляется с помощью кнопок SB_B и SB_M блока БРУ-У.

Включение автоматического управления. Задатчиком РЗД (I) добиться нулевого сигнала рассогласования на входе регулятора, контролируемого вольтметром РВ, и нажать кнопку SB_A на БРУ-У.

Переход с автоматического управления на ручное через РБА от БРУ-У. Кратковременно нажать на кнопку SB_B или SB_M блока БРУ-У. Регулятор переключится на ручной

режим. После этого выходной сигнал регулятора можно изменять только с помощью кнопок SB_B и SB_M .

Переход на ручное управление с РЗД (II) pomocí регулятора. Указатель уставки РЗД (II) установить на отметку (в процентах), равную значению указателя БРУ-У, и на БРУ-2К нажать кнопку SB_p .

4.4. УСТРОЙСТВО РЕГУЛИРУЮЩЕЕ РП4

Устройство входит в состав комплекса технических средств АКЭСР-2 и формирует закон ПИ-регулирования в комплексе с исполнительным механизмом постоянной скорости. Алгебраическая сумма входных сигналов демпфируется.

С учетом этого передаточная функция регулятора, как и для регулирующего блока РБИ, определяется выражением (4.1).

Устройство регулирующее РП4 имеет модификации РП4-У, РП4-Т и РП4-П, которые отличаются видом входных сигналов, диапазонами их изменения, входными сопротивлениями, числом входов, возможностями дистанционной подстройки параметров и т. д.

Регулирующая часть схемы устройства РП4 всех модификаций одинакова.

Рассмотрим функциональную схему регулирующего устройства на примере модификации РП4-У (рис. 4.20).

Схема состоит из входного сумматора 1, демпфера 2, операционного усилителя-сумматора 3, трехпозиционного устройства 4, инерционного звена отрицательной обратной связи 5, источника питания 6, задатчика 7.

Схема работает следующим образом.

Сигналы регулируемого параметра и задания поступают на входы сумматора 1, в котором происходит их алгебраическое суммирование и формируется сигнал рассогласования.

Сигнал рассогласования через масштабировующее устройство k_e поступает на демпфер 2, представляющий собой инерционное RC-звено с регулируемой постоянной времени T_{df} . С выхода демпфера 2 сигнал рассогласования поступает на вход операционного усилителя-сумматора 3, с выхода которого он поступает на вход трехпозиционного устройства 4, имеющего регулирующую зону нечувствительности Δ_{nc} . При сигнале рассогласования, превышающем порог срабатывания, трехпозиционное устройство срабатывает; при этом скачком подается сигнал в цепь отрицательной обратной связи, пред-

РП4 и исполнительным механизмом постоянной скорости, определяется выражением

$$k_p = 100k_n / T_{им}, \quad (4.19)$$

где k_n — коэффициент передачи устройства, с/%, $T_{им}$ — время полного хода исполнительного механизма, с.

В результате интегрирования последующих импульсов $\Delta t_{имп}$ и получаем интегральную часть регулятора, которая характеризуется постоянной времени интегрирования $T_{и}$ инерционного звена 5.

Коэффициент передачи k_n и постоянная времени интегрирования $T_{и} = T_{из}/k_n$ устанавливаются при помощи переменных резисторов заряда и разряда активного инерционного RC-звена 5.

Длительность интегрирующих импульсов $\Delta t_{имп}$ и на выходе устройства РП4 устанавливается при помощи сигнала дополнительной положительной обратной связи, поступающего с звена 5 на вход операционного усилителя 3 и расширяющего зону возврата Δ_v трехпозиционного устройства 4 при срабатывании. Во время паузы этот сигнал отсутствует.

Минимальная длительность импульса формируется при малых сигналах рассогласования. При увеличении сигнала рассогласования длительность импульса увеличивается. Минимальная длительность импульса, устанавливаемая ручкой « $\Delta t_{имп}$ », определяет статическую точность регулирования в автоматической системе.

В схеме РП4 предусмотрена дистанционная в три ступени подстройка коэффициента передачи k_n и постоянной времени изодрома $T_{из}$ путем подачи на входы II и III ступени подстройки напряжения 24 В постоянного тока.

Контроль срабатывания устройства РП4 по направлениям работы осуществляется при помощи световых индикаторов HL_1 и HL_2 . Для контроля работы устройства служат контрольные гнезда.

Питание схемы осуществляется от источника питания 6.

Устройства РП4-У, РП4-Т и РП4-П отличаются только схемной реализацией входного устройства I и задания 7.

Регулирующее устройство РП4 имеет такие же параметры настройки, как и регулирующий блок импульсный РБИ, методы проверки и настройки которого изложены в § 4.2.

4.5. РЕГУЛИРУЮЩИЕ БЛОКИ ИМПУЛЬСНЫЕ РБИМ

Блоки РБИМ входят в комплекс электрических средств регулирования и функциональных приборов ГСП в микроэлектронном исполнении.

Блок РБИМ реализует закон ПИД-регулирования с демпфированием в комплекте с исполнительным механизмом постоянной скорости.

Передаточная функция регулятора

$$W_p(p) = [k_n / (T_{дф}p + 1)] [1 + 1 / (T_{из}p) + T_{ив}p], \quad (4.20)$$

где k_n — коэффициент передачи РБИМ; $T_{дф}$ — постоянная времени демпфирования; $T_{из}$ — постоянная времени изодрома; $T_{ив}$ — постоянная времени предварения.

Блоки РБИМ выпускаются 6 типов и 20 модификаций приборного (П) и шкафного (Ш) исполнений.

На рис. 4.22 приведена структурная схема блока РБИ4М-Ш с аналоговой и дискретной дистанционными настройками параметров. Блоки других модификаций либо имеют один вид дистанционной настройки, либо дистанционной настройки не имеют.

Исключая из схемы рис. 4.22 элементы, относящиеся к одному (или обоим) из видов дистанционной настройки, можно получить структурную схему блока любого типа.

Так, блоки РБИ1М-П и РБИ1М-Ш, в которых нет дистанционной настройки параметров, имеют блок сравнения 1, выход которого через фильтр 2 соединен с входом дифференциатора 3 и трехпозиционного релейного блока 4. Выход трехпозиционного релейного блока 4 через первый делитель 5 связан с входами масштабирующего звена 6, выполненного на операционном усилителе ОУ, и второго делителя 7. Выход дифференциатора 3 соединен с входом первого сумматора 8, второй вход которого подключен к выходу масштабирующего звена 6 и ко второму входу трехпозиционного релейного блока 4, а выход через конденсатор 9 соединен с суммирующей точкой операционного усилителя. Третий вход и выход трехпозиционного релейного блока 4 связаны соответственно с выходом второго делителя 7 и входом усилителя мощности 10, выход которого является выходом регулирующего блока.

Переключатель между выходом фильтра 2 и входом дифференциатора 3 может быть снят, а на вход дифференциатора также через переключатель может быть подан внешний сигнал $X_{внеш}$.

ставляет собой инерционное звено первого порядка и состоит из последовательно соединенных делителя 5 и масштабирующего звена 6, охваченного отрицательной обратной связью через последовательно включенные сумматор 8 и конденсатор 9.

Цепь положительной обратной связи релейного блока замкнута через последовательно включенные делители 5 и 7. Она определяет ширину петли гистерезиса.

Трехпозиционный релейный блок срабатывает, когда его суммарный входной сигнал достигает порога срабатывания. При этом в цепь отрицательной обратной связи скачком подается напряжение. Заряд цепи продолжается до тех пор, пока суммарный сигнал на входе релейного блока не уменьшится до порога возврата, после чего выходной сигнал релейного блока становится равным нулю и цепь отрицательной обратной связи начинает разряжаться. Этот заряд продолжается до того момента, когда суммарный сигнал на входе релейного блока снова достигнет порога срабатывания.

Коэффициент передачи k_n регулирующего блока плавно изменяется делителем 5. Постоянная времени изодрома $T_{из}$ регулируется переменным резистором $R_{из}$, а диапазон ее изменения устанавливается переключкой в масштабирующем блоке 6 (« $T_{из} \times 1$ », « $T_{из} \times 10$ »). Постоянная времени предварения $T_{пр}$ определяется настройкой дифференциатора 3. Минимальная длительность выходных импульсов плавно регулируется делителем 7.

Принцип работы блока с дискретной дистанционной настройкой параметров. Дистанционную дискретную трахтенунчатую настройку коэффициента передачи k_n и постоянной времени изодрома $T_{из}$ имеют блоки РБИ2М-П, РБИ2М-Ш, РБИ4М-Ш и РБИ6М-Ш.

При дискретной дистанционной настройке параметров цепь отрицательной обратной связи трехпозиционного релейного блока 4 (рис. 4.23) замыкается при подаче управляющего сигнала на один из ключей 11, 13 или 15. При этом к входу масштабирующего звена 6 подключается один из делителей 5, 12 или 14, а коэффициент передачи принимает соответственно значения k_{n1} , k_{n2} и k_{n3} .

Одновременно с переключением коэффициента передачи происходит переключение и постоянной времени изодрома. Сигналом управления замыкается один из ключей 19, 20 или 21, включая в цепь обратной связи операционного усилителя соответственно делители 16, 17 или 18, что приводит к изменению коэффициента передачи масштабиру-

ющего звена 6. Постоянная времени изодрома принимается при этом значения $T_{из1}$, $T_{из2}$, $T_{из3}$, определяемые следующими соотношениями:

$$T_{из1} = \beta_1 T_{из}, \quad T_{из2} = \beta_2 T_{из}, \quad T_{из3} = \beta_3 T_{из}, \quad (4.21)$$

где β_1 , β_2 , β_3 — коэффициенты, устанавливаемые делителями 16–18, $T_{из}$ — значение постоянной времени изодрома, установленное переменным резистором $R_{из}$.

Переключение параметров настройки осуществляется сигналами P_2 , P_3 , подаваемыми на схему управления 22 и принимающими значения 0 или 1.

Принцип работы блока с аналоговой дистанционной настройкой параметров. Дистанционное плавное изменение коэффициента передачи k_n и постоянной времени изодрома $T_{из}$ предусмотрено в блоках РБИЗМ-П, РБИЗМ-Ш, РБИ4М-Ш, РБИ5М-Ш.

Дистанционная аналоговая настройка коэффициента передачи осуществляется следующим образом. На вход блока деления 27 подается аналоговый сигнал настройки X_k , изменяющийся в диапазоне 0–10 В. На выходе блока деления формируется последовательность импульсов с амплитудой 10 В и скважностью, изменяющейся по закону

$$\gamma_k = 1 / (0,9 X_k - 1), \quad (4.22)$$

где X_k — сигнал аналоговой дистанционной настройки, В.

Фильтр 26 (см. рис. 4.22) выделяет среднее значение импульсного сигнала, равное $U = 10 \gamma_k$, которое поступает в цепь отрицательной обратной связи трехпозиционного релейного блока через ключ 24 или 25 и сумматор 23.

В зависимости от направления срабатывания релейного блока замыкается один из ключей, соединяя выход фильтра с инвертирующим или неинвертирующим входом сумматора 23. Коэффициент передачи регулирующего блока определяется соотношением

$$k_n = k_{n0} (0,9 X_k + 1), \quad (4.23)$$

где k_{n0} — значение коэффициента передачи, установленное делителем 5 (k_{n0}).

Таким образом, при изменении сигнала настройки X_k в диапазоне 0–10 В коэффициент передачи регулирующего блока линейно возрастает от k_{n0} до $10k_{n0}$.

Следует отметить, что при аналоговой дистанционной настройке коэффициент передачи регулирующего блока может изменяться в диапазонах 0,5–5 и 5–50 с/%, входного сигнала.

При дистанционной аналоговой настройке постоянной времени изодрома сигнал настройки X_T , изменяющийся в диапазоне 0-10 В, поступает на вход блока деления 29, на выходе которого формируется импульсный сигнал со скажностью

$$\gamma_T = 1/(0,9X_T + 1), \quad (4.24)$$

где X_T — сигнал аналоговой дистанционной настройки $T_{из}$, В.

Этот сигнал управляет ключом 28, прерывающим цепь отрицательной обратной связи масштабирующего звена 6, что приводит к изменению постоянной времени $T_{из}$ по закону

$$T_{из} = T_{из0} (0,9X_T + 1),$$

где $T_{из0}$ — значение постоянной времени изодрома, установленное переменным резистором $R_{из}$.

Регулирующие блоки РБИМ построены по модульному принципу. В блоках используются модули следующих типов (рис. 4.23): модуль преобразования входной (МПВ), модуль схемы сравнения МСС, модуль регулирующего импульсный МРИ, модуль усилителя мощности МУМ, модуль масштабирования ММШ, модуль автоподстройки дискретной МАПД, модуль автоподстройки коэффициента передачи МАПП, модуль автоподстройки постоянной времени изодрома МАПИ, модуль стабилизации напряжения МСН, модуль источника питания МИП.

На рис. 4.23 приведена принципиальная электрическая схема регулирующего блока с аналоговой и дискретной настройками параметров. Эта схема относится к регулирующему блоку модификации РБИ4М-Ш (на рис. 4.23 не показан только модуль МСН).

Схемы регулирующих блоков других типов отличаются от приведенной отсутствием либо модулей МАПП, МАПИ, либо модулей ММШ, либо тех и других. В регулирующих блоках шкафного исполнения РБИМ-Ш отсутствует модуль МИП.

В РБИМ-П и в РБИ1М-Ш все модули расположены на одном шасси.

В блоках РБИ2М-Ш, РБИ3М-Ш, РБИ4М-Ш, РБИ6М-Ш модули дистанционной настройки и модуль МСН расположены на отдельном шасси и образуют блок подстройки параметров БПП2-Ш, БПП3-Ш, БПП4-Ш, БПП5-Ш, БПП6-Ш соответственно.

Регулирующие блоки РБИ4М-Ш, РБИ5М-Ш и РБИ6М-Ш образуются как сочетание двух блоков РБИ1М-Ш с блоками БПП4-Ш, БПП5-Ш, БПП6-Ш соответственно.

Модуль МПВ представляет собой блок формирования сигнала рассогласования и содержит сумматоры $A1W$, $A2W$, $A3W$. На инвертирующий вход сумматора $A1W$ поступает сигнал регулируемого параметра (вход X_{11}), а на инвертирующий вход сумматора $A2W$ — сигнал задания (вход X_{21}). При необходимости сигнал задания может быть подан через масштабирующие блоки « k_{22} », « k_{23} » (входы X_{22} , X_{23}), а сигнал параметра через масштабирующий блок « k_{12} » (вход X_{12}). Эти три масштабирующих блока и еще один, дополнительный « k_0 » расположены вне модуля. Неинвертирующий вход сумматора $A3W$ соединен с выходом сумматора $A1W$, а инвертирующий — с выходом сумматора $A2W$.

Модуль МСС содержит трехпозиционный релейный блок, состоящий из предварительного усилителя $A4P$, выход которого подключен к неинвертирующим входам двух компараторов $A5B$ и $A6B$, представляющих собой разомкнутые усилители. Выходы компараторов при работе блока без автоподстройки, а также в режиме дискретной подстройки через последовательно включенные делители R_5 (« k_n ») и R_6 (« $T_{из}$ »), расположенные вне модуля, подсоединены к входу предварительного усилителя $A4P$.

Зона нечувствительности трехпозиционного релейного блока регулируется путем подачи сигнала смещения с потенциометра R_7 (« $\Delta_{нч}$ ») на инвертирующий вход усилителя $A5B$ и неинвертирующий вход усилителя $A6B$.

Кроме трехпозиционного релейного блока МСС содержит согласующий высокоомный усилитель $A7P$, включенный на выходе пассивного RC-фильтра, предназначенного для демпфирования сигнала рассогласования, сформированного в МПВ. Настройка постоянной времени фильтра осуществляется переменным резистором R_8 (« $T_{дф}$ »).

Выход усилителя $A7P$ соединен с инвертирующим входом усилителя $A4P$. Модуль МРИ включает в себя операционный усилитель $U1$, на котором выполнено масштабирующее звено, сумматор $A8W$ и дифференциатор, построенный на операционном усилителе $U2$.

При работе блока без автоподстройки и в режиме аналоговой автоподстройки вход операционного усилителя $U1$ через резистор R_9 соединен с движком делителя R_5 (« k_n »). При отсутствии автоподстройки выход $U1$ непосредственно или через делитель на резисторах R_{10} , R_{11} в зависимости от положения переключки на колодке $X3$ (« $T_{из} \times 10$ »,

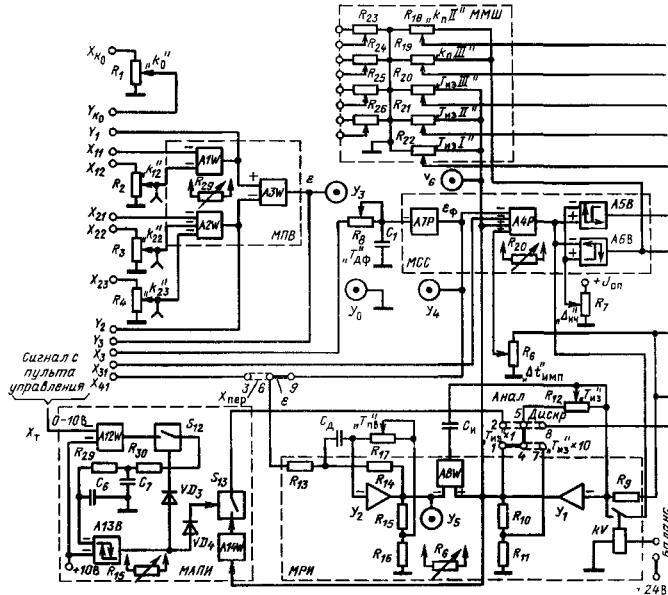


Рис 4.23 Функциональная

($T_{н3} \times 10$) подключен к переменному резистору R_{12} (« $T_{н3}$ »), второй конец которого связан с суммирующей точкой усилителя $U1$. Выход усилителя $U1$ подключен к неинвертирующему входу сумматора $A8W$, выход которого через конденсатор C_{2n} связан с суммирующей точкой усилителя $U1$. Эта же суммирующая точка через нормально разомкнутые контакты реле KV соединена с выходом усилителя $A4P$.

Дифференциатор построен на операционном усилителе $U2$, резисторах $R_{13} - R_{17}$ и конденсаторе C_2 . Постоянная времени предварения $T_{пв}$ изменяется переменным резистором R_{17} (« $T_{пв}$ »). Вход дифференциатора (резистор R_{13}) через переключку на колодке $X3$ подключается либо к выходу усилителя $A7P$ (производная по сигналу рассогласования), либо к зажиму X_{41} на внешней колодке блока (производная по внешнему параметру).

Выход дифференциатора подключен

к инвертирующему входу сумматора $A8W$.

Модуль МУМ предназначен для коммутации цепей управления исполнительным механизмом. Кроме того, он обеспечивает гальваническое разделение входных и выходных цепей блока.

Модуль ММШ содержит пять делителей на потенциометрах $R_{18} - R_{22}$. Потенциометры R_{18} (« $k_{пII}$ ») и R_{19} (« $k_{пIII}$ ») подключены к выходу усилителей $A5B$ и $A6B$, а потенциометры R_{20} (« $T_{н3III}$ »), R_{21} (« $T_{н3IV}$ ») и R_{22} (« $T_{н3V}$ ») — к выходу усилителя $U1$. Кроме того, в ММШ находится четыре дополнительных делителя на потенциометрах $R_{23} - R_{26}$.

Модуль МАПД содержит шесть ключей и СУ.

Вход ключа S_3 в режиме дискретной автоподстройки через переключку на колодке $X4$ соединен с движком потенциометра R_5 (« $k_{п}$ »). Входы ключей S_1 , S_2 связаны с движ-

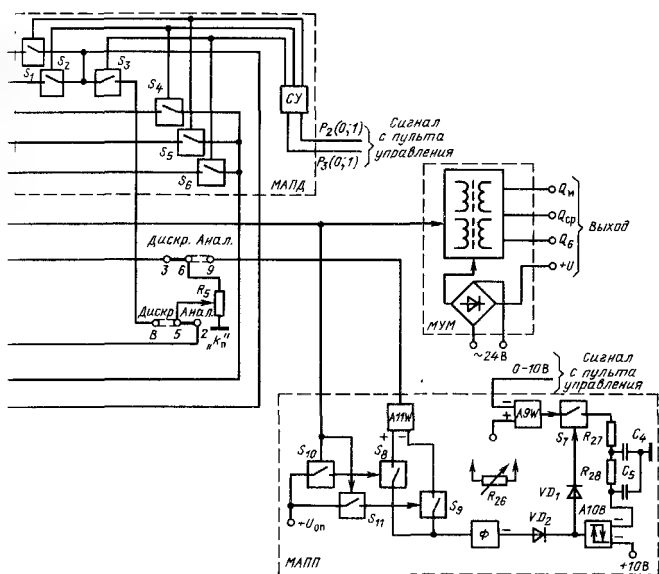


схема блока РБИ4М-3

ками потенциометров R_{18} (« k_{II} »), R_{19} (« k_{III} ») соответственно. Выходы ключей S_3 подключены к резистору R_9 .

Входы ключей S_4-S_6 соединены с движками потенциометров $R_{20}-R_{22}$ соответственно. Выходы ключей S_4-S_6 в режиме дискретной автоподстройки через переключку на колодке $X3$ подключены к резистору R_{12} (« T_{II} »).

Управляющие входы ключей соединены попарно S_1 с S_5 , S_2 с S_4 и S_3 с S_6 . Каждая пара управляющих входов подключена к одному из трех выходов СУ.

На СУ по входам P_2 , P_3 поступают логические сигналы управления 1 или 0, представляющие собой состояние внешних ключей, подсоединенных между этими входами и общей точкой. Закрытому состоянию внешнего ключа соответствует логическая 1, разомкнутому — логический 0. Каждому со-

четанию входных сигналов СУ соответствует сигнал на одном из трех его выходов.

Модуль МАПП включает в себя блок деления, фильтр, сумматор, ключи S_7 и S_8 .

Блок деления состоит из сумматора $A9W$, выход которого через последовательно соединенные ключ S_7 и двойную RC-цепочку (R_{27} , R_{28} , C_4 , C_5) соединен с входом двухпозиционного релейного элемента с гистерезисом $A10B$. Выход релейного элемента $A10B$ через диод VD_1 подключен к управляющему входу ключа S_7 .

Сигнал управления X_k поступает на инвертирующий вход сумматора $A9W$, на другой инвертирующий вход которого поступает опорный сигнал 10 В. Такой же опорный сигнал подается на инвертирующий вход релейного элемента $A10B$.

При положительных импульсах на выходе релейного элемента $A10B$ ключ S_7 за-

крыт и идет разряд RC -цепочки. При отрицательных импульсах ключ S_7 открыт и RC -цепочка заряжается от выходного напряжения сумматора $A9W$.

Выход релейного элемента $A10B$ через диод VD_2 подсоединен к входу активного фильтра Φ , выход которого через ключи S_8, S_9 подключен к входам сумматора $A11W$. Выходной сигнал трехпозиционного релейного блока управляет ключами S_8 и S_9 не непосредственно, а через вспомогательные ключи S_{10} и S_{11} .

Выход сумматора $A11W$ в режиме аналоговой автоподстройки соединен с потенциометром R_3 (« k_{np} »). При положительном сигнале на выходе трехпозиционного релейного блока открыты ключи S_8, S_{10} и положительное напряжение с выхода фильтра Φ поступает на неинвертирующий вход сумматора $A11W$. При отрицательных сигналах на выходе релейного блока открыты ключи S_9, S_{11} и выходное напряжение фильтра поступает на инвертирующий вход сумматора $A11W$.

Модуль МАПИ содержит блок деления, сумматор $A14W$, диод VD_4 и ключ S_{13} .

Блок деления выполнен аналогично блоку деления, расположенному в МАПП. Он

состоит из сумматора $A12W$, ключа S_{12} , двухпозиционного релейного элемента с гистерезисом $A13B$, двойной RC -цепочки (R_{29}, R_{30}, C_6, C_7) и диодов VD_3, VD_4 .

Вход ключа S_{13} подсоединен к выходу дополнительного сумматора $A14W$, вход которого связан с выходом операционного усилителя $У1$. Выход ключа S_{13} в режиме аналоговой автоподстройки соединен с переменным резистором R_{12} (« T_{np} »).

Управляющий вход ключа S_{13} через диод VD_4 соединен с выходом релейного элемента $A13B$.

Графики переходных процессов работы блока РЕИМ в режимах законов ПИ- и ПИД-регулирования представлены на рис. 4.24, где U_e — ступенчатый (постоянный) сигнал рассогласования, $U_{\Delta 0}$ — значение сигнала дифференциатора модуля МПИ в первый момент после срабатывания модуля МСС, δ — зона неоднозначности трехпозиционного элемента модуля МСС, $(U_e + U_{\Delta})$ — уменьшение по экспоненте с постоянной времени $T_{\text{инв}}$ суммарного сигнала ($U_e + U_{\Delta}$) за счет уменьшения сигнала на выходе дифференциатора, U_{0c} — сигнал на выходе интегратора модуля МПИ.

Предмонтажная проверка

Рассмотрим особенности проверки и настройки блоков РЕИМ на примере блоков приборного типа РЕИМ-П. Проверка и настройка блоков шкафового типа РЕИМ-Ш принципиальных отличий не имеют.

Схема проверки блока РЕИМ-П приведена на рис. 4.25. При практической реализации схемы рекомендуется применение следующей аппаратуры и электротехнических элементов:

PV_1 — вольтметр типа 3515/3 с пределом измерений до 300 В;

PV_2 — вольтметр электронный цифровой типа Ш15-13;

PV_3 — вольтметр типа ВК7-13;

$PV_4 - PV_7$ — вольтметры типа М1106;

PA_1 — амперметр типа 3513/3 с пределом измерений до 0,3 А;

PA_2 — амперметр постоянного тока типа М1104;

$G_1 - G_3$ — регулируемые источники напряжения постоянного тока 0–10 В,

G_4 — регулируемый источник постоянного тока 0–20 мА;

TV — автотрансформатор лабо-

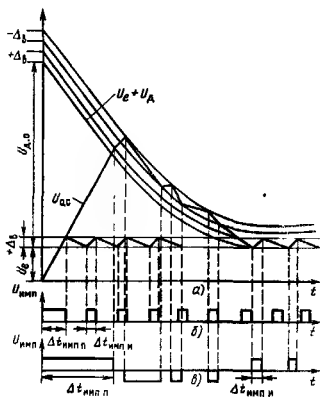


Рис. 4.24. Формирование законов ПИ- и ПИД-регулирования в регуляторе РЕИМ:

а — характер изменения сигналов в цепи обратной связи модуля МПИ4, б — сигналы на выходе модуля МНО4 в режиме ПИ-регулирования, в — то же, но в режиме ПИД-регулирования

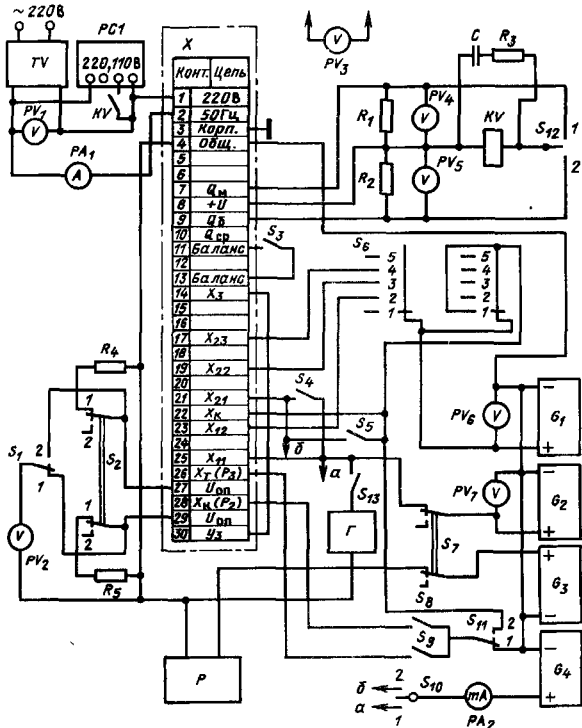


Рис 4.25 Схема проверки блоков РБИМ-П

раторный типа
РН0250-0,5;

S_1, S_3, S_7, S_{11} — переключатели типа ТП1-2;

S_8, S_9, S_{13} — переключатели типа ТВ2-1;

S_6 — переключатель типа
ПГК-5Н2П НИО 360.605;

S_{10}, S_{12} — переключатели двухполюс-
ные типа П2Т-1;

P — осциллограф типа С1-68;

I — генератор широкодиапа-
зонный типа ГЗ-59;

KV — реле типа РЭС5А
(РЧ4.569.601.112);

$R_1 - R_3$ — резисторы МЛТ-2-510
Ом $\pm 5\%$;

R_4, R_5 — резисторы МЛТ-0,51
кОм $\pm 5\%$;

C — конденсатор
МБГО-160В-10 мкФ +
+ 10%;

PC — секундомер электрический
типа ПВ-53Л.

Перед началом проверки коммутирую-
щие элементы схем проверки установить
в положения, указанные на рис. 4.25. Ручки
источников сигналов установить в положе-

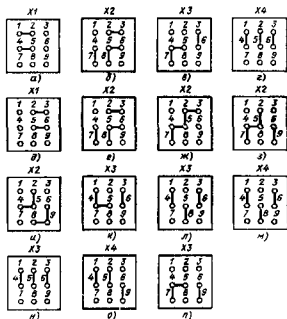


Рис. 4.26. Положения перемычек на колодках блоков РБИМ

ния, при которых входные сигналы равны нулю.

Перед измерением параметров во всех случаях (за исключением особо оговоренных) ручки « k_n », « $T_{из}$ », « $T_{из}$ », « $T_{дф}$ », « $\Delta_{нч}$ », « $\Delta_{имп.п.М}$ », « k_{22} », « k_{23} », « k_{12} », « k_0 » потенциометров должны находиться в крайних левых положениях.

Перемычки на колодках зажимов $X1 - X4$ должны быть установлены согласно рис. 4.26, а - з.

На выходной колодке соединяют перемычку зажимы 16 и 4.

В ходе испытаний не допускается увеличивать входные сигналы выше 11 В. Перестановку перемычек производить при отключенном напряжении питания.

После проверки параметров по каждому пункту органы настройки параметров, перемычки, ручки источников сигналов, коммутирующие элементы схем проверки установить в исходное состояние, что в дальнейшем не оговаривается.

За 100% входного сигнала принимаются верхние предельные значения входных сигналов: 10 В, 5 и 20 мА.

Проверка погрешности суммирования входных сигналов. Произвести измерение напряжения небаланса вольтметром PY_3 поочередно на контрольных гнездах 0 - Y_3 , 0 - Y_4 , 0 - Y_6 , расположенных на панели управления.

Если напряжение небаланса превышает 10 мВ, произвести балансировку. Балансировка по контрольным гнездам 0 и Y_3 производится переменным резистором R_{29} (см. рис. 4.23), расположенным в модуле МПВ,

а балансировка по контрольным гнездам 0 и Y_4 - переменным резистором R_6 , расположенным в модуле МСС. Балансировка по контрольным гнездам 0 и Y_6 производится переменным резистором R_6 , расположенным в модуле МРИ, до исчезновения дрейфа сигнала обратной связи; перед балансировкой ручка « $\Delta_{нч}$ » должна быть установлена в положение 2.

Рассмотрим особенности проверки и настройки параметров регулирующего блока.

Проверка погрешности установки предельных значений коэффициента передачи. Установить входной сигнал от источника G_2 (см. рис. 4.25) по вольтметру PV_1 , равный 1 В (плюс на зажиме X_{11}). Переключателем S_7 входной сигнал отключить от входа.

Установить ручку « $T_{из}$ » в крайнее правое положение, а переключатель S_{12} в положение 1 (рис. 4.25). Измерение производить при установке ручки « $\Delta_{нч}$ » в положение, при котором отсутствуют автоколебания.

Скачком подать на вход сигнал от источника G_2 , замкнув переключатель S_7 .

Зафиксировать по секундомеру PC длительность первого импульса $\Delta t_{имп.п.М}$ в секундах. За время $\Delta t_{имп.п.М}$ принять среднее значение из трех измерений

$$\Delta t_{имп.п.М} = (\Delta t_{имп.п.1М} + \Delta t_{имп.п.2М} + \Delta t_{имп.п.3М})/3. \quad (4.25)$$

Определить нижнее предельное значение коэффициента передачи $k_{п.минМ}$, с/%, по выражению

$$k_{п.минМ} = \Delta t_{имп.п.М}/10. \quad (4.26)$$

Погрешность установки нижнего предельного значения коэффициента передачи $\delta k_{п.минМ}$, %, для направления «М» («Меньше») работы блока определить по выражению

$$\delta k_{п.минМ} = k_{п.минМ} \cdot 100/k_{п.}, \quad (4.27)$$

где $k_{п.}$ - значение коэффициента передачи, установленное ручкой « k_n ».

Перед каждым измерением коэффициента передачи в постоянной времени изодрома и предварения блок должен быть сбалансирован, для чего необходимо на время около 1 с замыкать ключ S_3 .

Переключатель S_{12} (см. рис. 4.25) установить в положение 2. Изменить полярность входного сигнала от источника G_2 . Произвести измерение длительности первого импульса $\Delta t_{имп.п.Б}$ направления «Б» работы блока. Определить нижнее предельное значение коэффициента передачи $k_{п.минБ}$ и погрешность установки $\delta k_{п.минБ}$.

Для проверки k_p макс устанавливают входной сигнал от источника G_2 по вольтметру PV_7 , равный 200 мВ (плюс на зажиме X_{11}). Переключателем S_7 входной сигнал отключить от входа.

Установить ручку « k_p » в положение 5, а переключатель S_{12} — в положение 1.

По (4.25) определить длительность первого импульса $\Delta t_{\text{имп. п. м.}}$. Определить верхнее предельное значение коэффициента передачи, с/°:

$$k_{p \text{ макс М}} = \Delta t_{\text{имп. п. м.}} / 2. \quad (4.28)$$

Определить по (4.27) погрешность установки верхнего предельного значения коэффициента передачи $\delta k_{p \text{ макс М}}$ для направления «М» работы блока.

Установить переключатель S_{12} в положение 2. Изменить полярность входного сигнала от источника G_2 . Произвести измерение длительности первого импульса $\Delta t_{\text{имп. п. б.}}$ для направления «Б» работы блока. Определить верхнее предельное значение коэффициента передачи $k_{p \text{ макс Б}}$ и погрешность установки $\delta k_{p \text{ макс Б}}$.

Промежуточное значение $k_{p \text{ пр}}$ определяют аналогично. При этом ручку « k_p » устанавливают в положение 3.

Проверка погрешности установки предельных значений времени изодрома. Установить входной сигнал от источника G_2 по вольтметру PV_7 , равный 500 мВ (плюс на зажиме X_{11}). Отключить входной сигнал, разомкнув переключатель S_7 .

Установить ручку « $T_{из}$ » в положение 50, ручку « k_p » — в положение 5, переключатель S_{12} — в положение 1.

Скачком подать на вход сигнал от источника G_2 , замкнув переключатель S_7 .

Зафиксировать по секундомеру PC длительности первого $\Delta t_{\text{имп. п.}}$ и последующего интегрирующего $\Delta t_{\text{имп. и}}$ импульсов.

Механическим секундомером замерить сумму n периодов интегрирующих импульсов

$$\sum_{i=1}^n T_{и i} \text{ в секундах.}$$

Определить верхнее предельное значение постоянной времени изодрома $T_{из \text{ макс I М}}$ с, по выражению

$$T_{из \text{ макс I М}} = \frac{\Delta t_{\text{имп. п.}}}{n \Delta t_{\text{имп. и}}} \sum T_{и i}, \quad (4.29)$$

где $\Delta t_{\text{имп. и}}$ — длительность интегрирующего импульса, с; $T_{и i}$ — длительность i -го периода последующих импульсов, с; n — число интегрирующих импульсов (не менее трех).

За верхнее предельное значение постоянной времени изодрома $T_{из \text{ макс М}}$, с, прини-

мают среднее значение из трех измерений:

$$T_{из \text{ макс М}} = \frac{T_{из \text{ макс I М}} + T_{из \text{ макс 2 М}} + T_{из \text{ макс 3 М}}}{3} \quad (4.30)$$

Определить погрешность установки верхнего предельного значения времени изодрома $\delta T_{из \text{ макс М}}$, %, для направления «М» работы блока по выражению

$$\delta T_{из \text{ макс М}} = (T_{из \text{ макс М}} - 10 T_{из}) \cdot 10 / T_{из}, \quad (4.31)$$

где $T_{из}$ — значение времени изодрома, установленное ручкой « $T_{из}$ ».

Установить переключатель S_{12} в положение 2 (см. рис. 4.25). Изменить полярность входного сигнала от источника G_2 . Определить верхнее предельное значение постоянной времени изодрома $T_{из \text{ макс Б}}$ и погрешность установки $\delta T_{из \text{ макс Б}}$ для направления «Б» работы блока.

Для определения $\delta T_{из \text{ мин}}$ установить входной сигнал от источника G_2 по вольтметру PV_7 , равный 200 мВ (плюс на зажиме X_{11}). Входной сигнал отключить, разомкнув переключатель S_7 .

Установить ручку « $T_{из}$ » в положение 5, ручку « k_p » — в положение 0,5, переключатель S_{12} — в положение 1, перемычки на колодке зажимов X_3 между зажимами 1 и 4, 4 и 5, 6 и 9 — согласно рис. 4.26.

Измерение производить в положении ручки « $\Delta_{фс}$ », при котором отсутствуют автоколебания.

Аналогично $T_{из \text{ макс Б}}$ определяют нижнее предельное значение постоянной времени изодрома $T_{из \text{ мин М}}$ для направления «М» работы блока. Погрешность установки $\delta T_{из \text{ мин М}}$, %, вычислить по формуле

$$\delta T_{из \text{ мин М}} = (T_{из \text{ мин М}} - T_{из}) \cdot 100 / T_{из}. \quad (4.32)$$

Установить переключатель S_{12} в положение 2. Изменить полярность входного сигнала от источника G_2 . Произвести измерение нижнего предельного значения постоянной времени изодрома $T_{из \text{ мин Б}}$ и вычислить погрешность установки $\delta T_{из \text{ мин Б}}$ для направления «Б» работы блока.

Промежуточное значение $T_{из \text{ пр}}$ определяют аналогично при установке ручки « $T_{из}$ » в положение 30.

Проверка погрешности установки верхнего предельного значения постоянной времени предварения. Заменить источник сигнала в схеме проверки (см. рис. 4.25) на источник линейно нарастающего напряжения со ско-

ростью 0,02 В/с. Разомкнуть переключатель S_7 .

Ручку « $T_{\text{пв}}$ » (см. рис. 4.23) установить в крайнее правое положение.

Вольтметр PV_3 подключить к контрольным гнездам 0 и Y_3 .

Переключки на колодке зажимов X_3 установить между зажимами 4 и 5, 4 и 7, 6 и 9 (см. рис. 4.26).

Замкнуть переключатель S_7 и вслед за этим включить источник линейно возрастающего напряжения.

Через 2 мин зафиксировать напряжение $U_{\text{д}}$, В, на контрольных гнездах по вольтметру PV_3 .

Постоянную времени предвращения, с, определить по выражению

$$T_{\text{пв макс}} = U_{\text{д}} / V_{\text{вх}}, \quad (4.33)$$

где $V_{\text{вх}}$ — предварительно замеренная скорость линейно нарастающего входного напряжения, В/с.

Погрешность установки максимального значения постоянной времени предвращения $\delta T_{\text{пв макс}}$, %, определить по выражению

$$\delta T_{\text{пв макс}} = (T_{\text{пв макс}} - T_{\text{пв}}) \cdot 100 / T_{\text{пв}}, \quad (4.34)$$

где $T_{\text{пв}}$ — значение постоянной времени предвращения, установленное ручкой « $T_{\text{пв}}$ ».

Проверка погрешности верхнего предельного значения постоянной времени демпфирования. Установить входной сигнал от источника G_2 по вольтметру PV_7 , равный 250 мВ (плюс на зажиме X_{11}). Входной сигнал отключить, разомкнув переключатель S_7 .

Ручку « $T_{\text{дф}}$ » (см. рис. 4.23) установить в положение 20.

Вольтметр PV_3 подключить к контрольным гнездам 0 и Y_4 .

Скачком подать входной сигнал, замкнув переключатель S_7 . Через 2 мин после подачи сигнала зафиксировать напряжение на контрольных гнездах $u_{\text{вых}}$ по вольтметру PV_3 .

Переключателем S_7 входной сигнал отключить. Ручку « $T_{\text{дф}}$ » установить в положение 0, а затем вновь в положение 20.

Скачком подать входной сигнал, замкнув переключатель S_7 , и одновременно включить механический секундомер. По вольтметру PV_3 наблюдать за изменением напряжения на контрольных гнездах. Когда оно достигнет значения $0,63U_{\text{вых}}$, механический секундомер выключить.

Показание секундомера в секундах равно верхнему предельному значению и постоянной времени демпфирования $T_{\text{дф макс}} \cdot M$.

За верхнее предельное значение постоянной времени демпфирования $T_{\text{дф макс}} M$, с, принять среднее значение из трех измерений, определенное по формуле

$$T_{\text{дф макс}} M = (T_{\text{дф макс}} M_1 + T_{\text{дф макс}} M_2 + T_{\text{дф макс}} M_3) / 3. \quad (4.35)$$

Погрешность установки верхнего предельного значения постоянной времени демпфирования $\delta T_{\text{дф макс}} M$, с, для направления «М» работы блока определить по формуле

$$\delta T_{\text{дф макс}} M = (T_{\text{дф макс}} M - T_{\text{дф}}) 100 / T_{\text{дф}}, \quad (4.36)$$

где $T_{\text{дф}}$ — значение постоянной времени демпфирования, установленное ручкой « $T_{\text{дф}}$ ».

Изменить полярность входного сигнала от источника G_2 .

Произвести измерение верхнего предельного значения постоянной времени демпфирования $T_{\text{дф макс}} B$ для направления «Б» работы блока. Определить погрешность установки $\delta T_{\text{дф макс}} B$.

4.6. РЕЛЕЙНЫЙ РЕГУЛИРУЮЩИЙ БЛОК Р21

Релейный регулирующий блок Р21 входит в комплекс технических средств системы «Каскад». Как и блок РБ1 в системе АКЭСР, блок Р21 в комплексе с исполнительным механизмом постоянной скорости реализует закон ПИ-регулирования с демпфированием. Передаточная функция регулятора определяется выражением (4.1)

Функциональная схема релейного регулирующего блока Р21 представлена на рис. 4.27. Блок состоит из высокоомного полярного усилителя постоянного тока УВ-41И, трехпозиционного релейного магнитно-тиристорного усилителя УР-2, источника питания типа ИП-15, демпфирующего устройства 1, цепи отрицательной обратной связи 2, цепи главной обратной связи 3 и цепи дополнительной обратной связи 4.

Закон регулирования формируется цепью главной отрицательной обратной связи 3, которая выполнена в виде нелинейного инерционного звена первого порядка с переменной структурой, определяемой различными значениями постоянных времени заряда и разряда конденсаторов RC-цепи обратной связи.

Независимость настроек постоянной времени заряда $T_{\text{зар}}$ и разряда $T_{\text{раз}}$ конденсатора C_2 цепи главной обратной связи осуществляется за счет включения в схему неоновой лампы HL_1 . При подаче на вход главной обратной связи 3 напряжения, пре-

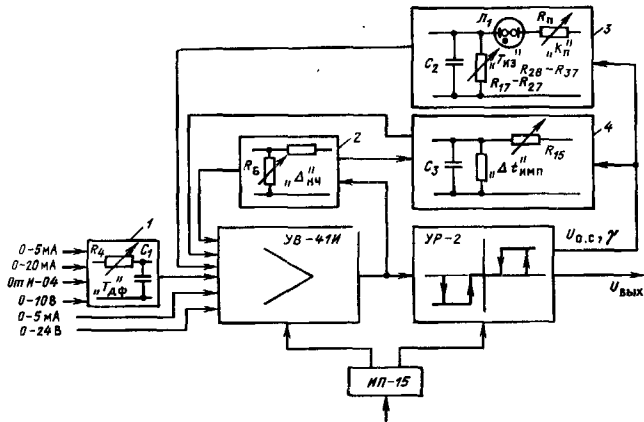


Рис. 4.27. Функциональная схема регулирующего блока Р21

вышающего пороговое значение зажигания неоновой лампы, конденсатор C_2 заряжается через последовательно включенные регулируемые сопротивления $R_{28} - R_{37}$.

При снятии напряжения с цепи главной обратной связи неоновая лампа гаснет, разрывает цепь заряда конденсатора C_2 и он начинает разряжаться только через включенные параллельно ему регулируемые сопротивления $R_{17} - R_{27}$. На рис. 4.27 сопротивления, служащие для настройки релейного регулирующего блока Р21, и конденсаторы имеют индексы, аналогичные соответствующим индексам сопротивлений и конденсаторов на его принципиальных электрических схемах в инструкции завода-изготовителя.

Сопротивления $R_{17} - R_{27}$ и $R_{28} - R_{37}$ соответствуют параллельному соединению резисторов $R_{17}, R_{18}, \dots, R_{27}$ и $R_{28}, R_{29}, \dots, R_{37}$. В схеме блока Р21 имеются два переключателя резисторов $R_{17} - R_{27}$ и $R_{28} - R_{37}$, которыми ступенчато регулируются параметры настройки главной цепи обратной связи.

От источника питания ИП-15 к усилителю УВ-41И подводится стабилизированное напряжение постоянного тока, а к релейному усилителю УР-2 — пульсирующее с частотой 100 Гц двухполупериодное выпрямленное напряжение.

В зависимости от знака отклонения регулируемой величины релейный усилитель

УР-2 формирует на выходе трехпозиционную статическую характеристику $U_{\text{вых}} = f(\varepsilon)$ с зоной неопределенности.

Релейный усилитель УР-2 имеет также второй выход для подключения цепей обратной связи. При срабатывании УР-2 на этом выходе появляются постоянные импульсы напряжения U_0 с скважностью γ .

Знак этих импульсов определяется знаком отклонения регулируемой величины от заданного значения.

Постоянная времени заряда конденсатора C_2 цепи обратной связи по данным завода-изготовителя определяется выражением

$$T_{\text{зар}} = \gamma R_{\text{посл}} R_{\text{пар}} C_2 / (\gamma R_{\text{посл}} + R_{\text{пар}}), \quad (4.37)$$

где $R_{\text{посл}}$ — суммарное сопротивление резисторов, включенных последовательно с конденсатором C_2 ; $R_{\text{пар}}$ — сопротивление резисторов ($R_{17}, R_{18}, \dots, R_{26}$ и R_{27}), подключенного параллельно конденсатору C_2 ; γ — скважность импульсов $U_{0.c}$.

Значение сопротивления $R_{\text{посл}}$ устанавливается путем переключения резисторов $R_{28} - R_{37}$.

Постоянная времени разряда конденсатора C_2

$$T_{\text{раз}} = R_{\text{пар}} C_2. \quad (4.38)$$

Параметры настройки регулятора

$$k_n = S/V_{св} = ST_{ар}/U_{C_{макс}} \quad T_{из} = T_{раз}, \quad (4.39)$$

где $U_{C_{макс}} = R_{пар}U_{эвк}/(R_{посл} + R_{пар})$ — максимальное напряжение, до которого может зарядиться конденсатор C_2 при поступлении на вход цепи обратной связи эквивалентного напряжения $U_{эвк} = \gamma U_o$.

Из (4.37)–(4.39) следует, что хотя параметры настройки регулирующего блока взаимозависимы, но путем изменения значения сопротивления $R_{посл}$ (переключением резисторов $R_{38} - R_{31}$) и сопротивления $R_{пар}$ (переключением резисторов $R_{17} - R_{21}$) можно устанавливать любые сочетания значений параметров настройки k_n и $T_{из}$ регулятора.

Релейный регулирующий блок Р21 (рис. 4.27) имеет дополнительные каналы обратных связей, позволяющие изменять зону нечувствительности $\Delta_{нч}$ статической характеристики, регулятора и длительность импульсов $\Delta t_{имп}$ (см. рис. 4.10). Для изменения зоны нечувствительности $\Delta_{нч}$ усилитель УВ-41И охватывается отрицательной жесткой обратной связью 2. Требуемая зона нечувствительности настраивается путем перемещения движка потенциометра R_6 .

При этом изменяется коэффициент передачи отрицательной обратной связи, а следовательно, и коэффициент усиления УВ-41И. С изменением коэффициента усиления усилителя обратно пропорционально изменяется зона нечувствительности $\Delta_{нч}$ релейного блока.

Для изменения длительности импульсов $\Delta t_{имп}$ прямой канал релейного блока охватывается дополнительно положительной инерционной обратной связью 4. Требуемая длительность импульсов $\Delta t_{имп}$ настраивается путем перемещения движка потенциометра R_{15} .

Так как при изменении зоны нечувствительности $\Delta_{нч}$ изменяется и зона возврата (неоднозначности) Δ_b статической характеристики, а следовательно, и длительность импульсов $\Delta t_{имп}$, то для устранения такого влияния устройство отрицательной обратной связи 2 воздействует на устройство положительной обратной связи 4 в направлении сохранения заданной длительности импульсов $\Delta t_{имп}$ при перемещении движка потенциометра R_6 (при увеличении зоны неоднозначности увеличивается напряжение заряда конденсатора C_3).

Изменение коэффициента передачи k_n регулятора (при переключении резисторов $R_{28} - R_{31}$) вызывает также нежелательное изменение длительности импульсов $\Delta t_{имп}$.

Для устранения этого в схеме предусмотрено компенсировать воздействие обратной связи 3 на обратную связь 4. В результате этого при включении блока на дополнительную связь 4 подается напряжение от главной обратной связи 3, пропорциональное току заряда конденсатора C_2 . Это напряжение действует как положительная обратная связь, компенсирующая изменение $\Delta t_{имп}$ при настройке k_n .

Для устранения автоколебаний релейного блока, а также его срабатывания при кратковременных импульсных изменениях входного сигнала на входе Р21 имеется демпфирующее устройство (демпфер), представляющее собой апериодическое звено первого порядка в виде RC-цепи. Постоянная времени демпфера устанавливается путем изменения сопротивления переменного резистора R_4 . Входные сигналы могут подаваться на регулирующий блок как через демпфер, так и непосредственно на вход усилителя УВ-41И. Стандартные сигналы постоянного тока и напряжения могут подаваться как непосредственно от соответствующих первичных измерительных преобразователей, так и от измерительного преобразователя типа И-04.

На свободные входы блока при его работе устанавливают перемычки (закорачивают).

Функциональная схема блока Р21 показана на рис. 4.28. Сигнал постоянного тока 0–5 мА через зажимы 15, 16 подается на резистор R_1 , сигнал 0–20 мА через зажимы 16, 17 — на резистор R_2 и сигнал 0–5 мА через зажимы 17, 18 — на резистор R_3 . На резисторах $R_1 - R_3$ эти сигналы постоянного тока преобразуются в сигналы напряжения, которые суммируются друг с другом и с сигналами напряжения $-1 \div +1$ В (поданными на зажимы 14, 4 блока) и 0–10 В (поданными через зажимы 5, 15 на делитель R_{38}, R_{39}). К зажимам 13, 12 или к гнездам А, Б блока может быть подключен указатель для контроля сигнала рассогласования. Сумма сигналов, поданных на зажимы 14, 4; 5, 15; 15, 16; 16, 17, поступает на вход демпфирующего устройства, образованного переменным резистором R_4 («Демпфер») и конденсатором C_1 . Сигнал постоянного тока 0–5 мА, поданный на зажимы 17, 18, не демпфируется и поступает непосредственно на вход усилителя УВ-41И.

На вход УВ-41И может быть также подан сигнал $0 \div \pm 24$ В (с зажимов 19, 20 блока). Все неиспользуемые входы блока закорачиваются. Выходной сигнал усилителя УВ-41И поступает на вход релейного усилителя УР-2 через фильтр, образованный кон-

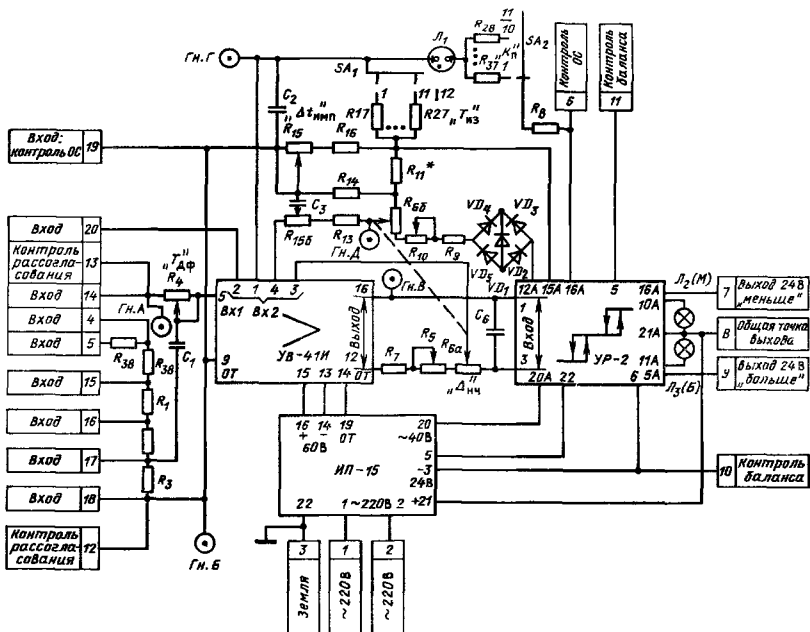


Рис. 4.28 Принципиальная электрическая схема регулирующего блока Р21

деисатором C_6 и входным сопротивлением УР-2.

Усилитель УВ-41И охвачен жесткой отрицательной обратной связью, степень которой определяется положением движков резисторов R_4 и R_{6a} . Подстроечный резистор R_5 , включенный как переменное сопротивление, определяет минимальную зону нечувствительности блока, а потенциометр R_{6a} («Зона») является органом статической настройки блока, позволяющим устанавливать требуемую зону нечувствительности. Напряжение на выходе усилителя УВ-41И может быть измерено на гнездах В, В блока. Нагрузка модуля УР-2, являющаяся нагрузкой блока Р21 в целом, подключается к зажимам 7—9 блока, причем активное сопротивление каждой половины нагрузки не должно быть менее 72 Ом. Если сопротивление нагрузки содержит индуктивную составляющую, нагрузка к блоку подключается через блок согласующих приставок В21, который обеспечивает прерывание тока нагрузки в конце каждого полупериода напряжения сети. Для визуального определения направления срабатывания блока служат индикаторные лампы HL_3 («Б» — больше) и HL_2 («М» — меньше), подсоединенные к модулю УР-2 и расположенные на лицевой панели блока.

Усилители УВ-41И и УР-2 питаются от модуля источника питания ИП-15, подключенного к сети через зажимы 1, 2 блока. К усилителю УВ-41И от модуля ИП-15 подводится сглаженное напряжение постоянного тока, а к усилителю УР-2 — несглаженное (пульсирующее) двухполупериодное напряжение 24 В постоянного тока и напряжение переменного тока, значение которого уточняется при настройке блока и может быть равно 36, 39 или 42 В. На зажимы 10, 11 блока выведено напряжение импульсной формы, управляющее тристорами релейного усилителя УР-2. Наблюдая форму этого напряжения с помощью осциллографа, можно судить о балансировке усилителей УВ-41И и УР-2.

При срабатывании блока одновременно с появлением напряжения на нагрузке на выходе модуля УР-2 возникает напряжение обратной связи U_{oc} (рис. 4.29) импульсной формы. С зажимов 15А, 16А модуля УР-2 это напряжение подается на цепь главной обратной связи, а с зажимов 15А, 12А — на цепь дополнительной обратной связи. Форму этого напряжения можно наблюдать с помощью осциллографа на зажимах 6, 14 блока. Напряжение обратной связи демодулируется симметричным нелинейным сопротивлением, роль которого в цепи главной обратной связи выполняет неоновая лампа

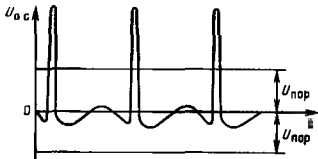


Рис. 4.29. Изменение напряжения обратной связи на выходе усилителя УР-2

HL_1 , а в цепи дополнительной обратной связи — мост на диодах $VD_2 - VD_5$, в диагональ которого включен стабилитрон VD_1 . В тот момент, когда напряжение U_{oc} превышает пороговое напряжение $U_{пор}$ нелинейного сопротивления (рис. 4.29), последнее проводит и происходит заряд конденсатора C_2 (рис. 4.28) главной обратной связи и конденсатора C_3 дополнительной обратной связи, напряжения с которых подаются на входы усилителя УВ-41И (зажимы 1—9 и 4—9 модуля УВ-41И). При срабатывании блока в другую сторону амплитуды напряжения U_{oc} , а следовательно, и токи заряда конденсаторов меняют свой знак. Коэффициент передачи блока k_n определяется скоростью заряда конденсатора главной отрицательной обратной связи. Эта скорость зависит от емкости конденсатора и суммы сопротивлений резистора R_8 и резистора переключателя SA_2 , положение которого определяет коэффициент передачи k_n блока. Постоянная времени разряда конденсатора C_2 , равная постоянной времени изотропа регулятора $T_{из}$, определяется емкостью конденсатора C_2 и сопротивлением резистора переключателя SA_1 и устанавливается путем изменения последнего.

Длительность интегрирующих импульсов устанавливают движком потенциометра R_{14a} (ручка «Импульс»), который определяет постоянную времени дополнительной обратной связи блока. При минимальной зоне нечувствительности напряжение, вызывающее заряд конденсатора C_3 , определяется делителем, который образован сопротивлением резистора R_{11} и суммой сопротивлений резисторов R_{6a} , R_9 и R_{10} . При увеличении зоны нечувствительности пропорционально растет абсолютное значение зоны возврата блока. Чтобы при этом длительность интегрирующих импульсов оставалась прежней, с помощью регулируемого резистора R_{6a} , который соединен параллельно с резистором R_{6a} , увеличивается напряжение, вызывающее

заряд конденсатора C_3 . При включении блока на вход дополнительной обратной связи одновременно подается напряжение, пропорциональное току заряда конденсатора C_2 главной обратной связи и снимаемое с резисторов R_{15a} и R_{15b} . Это напряжение действует как положительная обратная связь и компенсирует изменение длительности интегрирующих импульсов при изменении коэффициента передачи блока. При увеличении длительности интегрирующих импульсов должно увеличиваться действие положительной связи, для этого переменные резисторы R_{15a} и R_{15b} запараллелены. Наличие резисторов R_{13} и R_{14} позволяет уменьшать зависимость длительности интегрирующих импульсов блока от коэффициента передачи и золы нечувствительности, вызванную неточностью компенсации. В блоке предусмотрена возможность отключения главной и дополнительной обратных связей, что может быть осуществлено замыканием гнезд Г, Б и Д. Б блока соответственно

Предмонтажная проверка

Схема проверки блока приведена на рис. 4.30. Для проверки необходимы следующие приборы и оборудование (в скобках приведены обозначения, соответствующие обозначениям на рис. 4.30):

регулируемый источник постоянного тока (ИТ), диапазон выходного сигнала $0 \div \pm 6,5$ мА;

миллиамперметр постоянного тока, класс точности — не хуже 0,5, шкалы 0,75; 7,5 мА; например типа М-253 (PA_1);

миллиамперметр переменного тока, класс точности — не хуже 2,5, шкала 0—150 мА; например типа Ц-4312 (PA_2);

вольтметр переменного тока, класс точности — не хуже 1,5, шкала 0—250 В, например, типа Э-378 (PV_1);

вольтметр постоянного тока, класс точности — не хуже 1,5, шкалы 0—0,3, 0—30 В; например типа Ц-4312 (PV_2);

лабораторный автотрансформатор регулируемый, регулируемое напряжение — от 187 до 242 В, допустимый ток — не менее 1 А (TV);

ключи, переходное сопротивление контактной пары — не более 0,02 Ом (SA_1 — SA_6 ; SA_n),

реле, напряжение срабатывания — не более 18 В; время срабатывания и отпускания — не более 0,015 с; активное сопротивление обмотки — не менее 400 Ом; например типа РЭС-9 (KV);

электросекундомер, шкалы 0—1, 0—10 с; цена деления — не более 0,01 с (PC);

конденсатор $4 \text{ мкФ} \pm 10\%$, рабочее напряжение 160 В (C_1),

резисторы $500 \text{ Ом} \pm 0,5\%$, мощность — не менее 0,1 Вт, 2 шт. (R_1 , R_3);

резистор $49 \text{ кОм} \pm 0,5\%$, мощность — не менее 0,1 Вт (R_2),

резисторы $80 \pm 1 \text{ Ом}$, мощность 10 Вт, 2 шт. (R_4 , R_5),

механический секундомер, шкала 30 мин; цена деления 0,2 мин, например типа С-1-2А;

электронный осциллограф, чувствительность — не менее 5 мВ/В; например типа С1-19Б (P),

прибор для измерения сопротивлений, класс точности — не хуже 0,5 (например, мост постоянного тока Р-333 или цифровой омметр В7-20),

мегаомметры для определения сопротивления и изоляции, класс точности — не хуже 2,5; испытательное напряжение 500 и 100 В; например М-4100/1, М-4100/3;

омметр для измерения переходного сопротивления, начальный участок шкалы с ценой деления не более 1 Ом; например Ц-4312

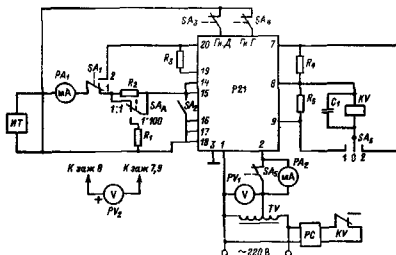


Рис. 4.30. Схема проверки регулирующего блока Р21

Проверка шкалы « k_n » коэффициента передачи производится для минимального, максимального и промежуточного его значений при обеих полярностях входного сигнала.

Положение органов управления блока при проверке следующее: ключ SA_1 — в положении 1; ключи $SA_2 - SA_3$ замкнуты; ключ SA_6 — в положении 1; ключ SA_4 — в положении 1:1 (шкала «МА» — 0,75 МА); все потенциометры — в крайнем левом положении; переключатель « $T_{из}$ » (см. рис. 4.28) — в положении «500».

Установить входной сигнал от источника тока ИТ, равный 0,1 МА (так чтобы его плюс поступал на зажим 14 блока). При проверке минимального значения коэффициента передачи установить переключатель « k_n » в положение 0,5.

В случае возникновения автоколебаний при замкнутом ключе SA_2 ручка «Зона» поворачивается вправо до их прекращения и после этого снова устанавливается в крайнее левое положение.

Разомкнуть ключ SA_4 , а затем ключ SA_2 и по электросекундомеру РЭС зафиксировать время первого импульса $\Delta t_{имп п}$. После отключения блока ключи SA_2 и SA_4 снова замкнуть. Значение $\Delta t_{имп п}$ должно соответствовать данным, приведенным в табл. 4.1.

Изменить полярность входного сигнала, ключ SA_6 перевести в положение 2 и, действуя аналогичным образом, измерить длительность первого импульса блока. Если значение длительности $\Delta t_{имп п}$ для минимального значения коэффициента передачи не укладывается в указанные в табл. 4.1 пределы, производится их подстройка с помощью сопротивлений R_9, R_{10} в модуле УР-2 (см. рис. 4.22), причем увеличение сопротивлений приводит к увеличению длительности импульса блока.

Проверка максимального и промежуточ-

ного значений коэффициента передачи производится аналогично при других положениях переключателя « k_n », указанных в табл. 4.1.

Проверка шкалы « $T_{из}$ » постоянной времени изотропа и « k_n » коэффициента передачи. Положение органов управления при проверке следующее: ключ SA_1 — в положении 1; ключи $SA_2 - SA_3$ замкнуты; ключ SA_6 — в положении 1, ключ SA_4 — в положении 1:1; все потенциометры блока установить в крайнее левое положение. Переключатель « k_n » установить в положение 0,5. Подать входной сигнал от источника тока ИТ, равный 0,1 МА (плюс на зажиме 14), переключатель « $T_{из}$ » перевести в положение в соответствии с табл. 4.2.

Через время не менее 5 с разомкнуть ключи SA_3 и SA_4 , а затем ключ SA_2 .

В случае возникновения автоколебаний ручку «Зона» поворачивают вправо до их прекращения и после этого проверяют постоянную времени изотропа.

При проверке $T_{из мин}$ следует зафиксировать длительность первого импульса $\Delta t_{имп п}$ и после первой паузы запустить ручной секундомер и измерить сумму длительностей интегрирующих импульсов $\left(\sum_{i=1}^n \Delta t_{имп п i} \right)$ по электрическому секундомеру в течение одной минуты. Значение $T_{из мин}$, с, определяется по выражению

$$T_{из мин} = \Delta t_{имп п} / 60 \left(\sum_{i=1}^n \Delta t_{имп п i} \right). \quad (4.40)$$

При проверке $T_{из пр}$ и $T_{из макс}$ электрическим секундомером следует зафиксировать длительность первого импульса $\Delta t_{имп п}$ и для последующих импульсов измерить сумму длительностей трех импульсов $\left(\sum_{i=1}^3 \Delta t_{имп п i} \right)$ электрическим секундомером и сумму трех

Таблица 4.1 Допустимые значения коэффициента передачи регулирующего блока Р21 на отметках шкалы « k_n »

Отметка шкалы « k_n »	Группа Р21	Длительность первого импульса $\Delta t_{имп п}$, с	Коэффициент передачи $k_n \approx \Delta t_{имп п} / 2$
0,5	А Б	0,8 — 1,2 0,7 — 1,3	0,4 — 0,6 0,35 — 0,65
2,5	А Б	4 — 6 3,5 — 6,5	2 — 3 1,75 — 3,25
10	А Б	16 — 24 14 — 26	8 — 12 7 — 13

Таблица 4.2. Положение переключателя « $T_{из}$ » при проверке постоянной времени изодрома

Проверяемое значение $T_{из}$	Положение переключателя « $T_{из}$ », с	Диапазон допустимых значений $T_{из}$ блока группы	
		А	Б
$T_{из.мин}$	Для исполнения 1 «20»	16—24 с	14—26 с
	Для исполнения 2 «5»	4—6 с	3,5—6,5 с
$T_{из.макс}$	Для исполнения 1 «2000»	1600—2400 с	1400—2600 с
	Для исполнения 2 «500»	400—600 с	350—650 с
$T_{из.пр}$	В диапазоне 50—200	$\pm 20\%$ установленного значения	$\pm 30\%$ установленного значения

Таблица 4.3. Положения переключателей по шкале « $T_{из}$ » и шкале « $k_{п}$ » при проверке $T_{из}$

Параметр настройки		Положение ручки «Зона», дел.												
		0,2 %							1,6 %					
$T_{из}$	Исполнение 1	2000	1580	1180	800	510	320	190	190	120	80	50	32	20
	Исполнение 2	см	500	310	210	130	80	50	50	30	20	13	8	5
$k_{п}$	Исполнения 1 и 2	10	10	7,1	5,2	3,6	2,5	1,8	1,8	1,3	0,9	0,6	0,5	0,5

импульсов и пауз $\left(\sum_{i=1}^3 T_i\right)$ — ручным секундомером.

Значения $T_{из.пр}$ и $T_{из.макс}$ с, равны

$$T_{из.пр} = \Delta t_{имп.п} \left(\sum_{i=1}^3 T_{пр i} \right) / \left(\sum_{i=1}^3 \Delta t_{имп.п i} \right); \quad (4.41)$$

$$T_{из.макс} = \Delta t_{имп.п} \left(\sum_{i=1}^3 T_{макс i} \right) / \left(\sum_{i=1}^3 \Delta t_{имп.п i} \right). \quad (4.42)$$

Значения постоянных времени изодрома, полученных в результате вычислений, должны соответствовать данным, приведенным в табл. 4.2.

Затем при том же входном сигнале производится проверка шкал «Постоянная времени изодрома» и «Коэффициент передачи» при изменении положения обоих переключателей на одно деление шкалы в соответствии с табл. 4.3.

Каждый раз фиксируют продолжитель-

ности отдельных включений электросекундомером РС и пауз ручным секундомером РТ. При переключении влево на одно деление « $T_{из}$ » пауза уменьшается примерно в 1,5 раза, а при переключении влево на одно деление « $k_{п}$ » длительность отдельных включений увеличивается примерно в 1,5 раза.

Проверка длительности интегрирующих импульсов. Положение органов управления при проверке следующее: ключ SA_1 — в положении 1; ключи $SA_2 - SA_4$ разомкнуты; ключ SA_5 замкнут; ключ SA_6 — в положении 1 при сигнале положительной полярности и в положении 2 при сигнале отрицательной полярности (см. рис. 4.28).

Переключатель « $T_{из}$ » установить в положение, ближайшее к 30, потенциометр «Демпфер» — в крайнее левое положение.

При проверке максимального значения длительности импульса потенциометры «Зона» и «Импульс» установить в крайнее правое положение, переключатель « $k_{п}$ » — в положение 7,1 (см. табл. 4.3), ключ SA_4 — в положение 1:1 (рис. 4.30).

Установить входной сигнал, равный 0,1 мА.

Зафиксировать электросекундомером длительности десяти интегрирующих импульсов. Среднее арифметическое значение длительности десяти импульсов должно быть не менее 0,6 с. Если указанное значение окажется меньше, то производят подстройку длительности импульса резистором R_{10} (см. рис. 4.28). Вращение движка R_{10} по часовой стрелке соответствует увеличению длительностей импульсов. При подстройке рекомендуется установить $\Delta t_{\text{имп}} + \Delta t_{\text{макс}} = 0,75 \div 1,25$ с.

Изменить полярность входного сигнала и аналогично проверить длительности импульсов.

При проверке минимальных значений длительностей импульсов установить ручку «Импульс» в крайнее левое положение, а переключатель « $k_{\text{п}}$ » — в положение 0,5. Среднее арифметическое значение длительностей десяти импульсов блока в обе стороны должно составлять 0,08–0,18 с (при необходимости производится подстройка с помощью сменного резистора R_{11}).

Установить ключ SA_1 в положение 1:100 (шкала PA 0 ÷ 7,5 А), потенциометры «Зона» и «Импульс» в крайнее левое положение, переключатель « $k_{\text{п}}$ » — в положение 2,5, а входной сигнал равным 2 мА.

Среднее арифметическое значение длительности десяти импульсов блока в обе стороны должно составлять 0,08–0,18 с (при необходимости производится подстройка с помощью резистора R_{11}).

Проверка шкалы « $T_{\text{дф}}$ » постоянной времени демпфирования. Положение органов управления следующее: ключ SA_1 в положении 1; ключи SA_2, SA_3 разомкнуты, ключи SA_4, SA_5 замкнуты; ключ SA_6 — в положении 0; ключ SA_7 — в положении 1:100.

Органы настройки блока установить в следующие положения: переключатель « $T_{\text{из}}$ », потенциометры «Демпфер» и «Импульс» — в крайнее левое, переключатель « $k_{\text{п}}$ » — в крайнее правое.

Подать от источника тока ИТ сигнал 1,9 мА одной из полярностей. Ручку «Зона» плавно поворачивать от крайнего правого положения против часовой стрелки и установить в положение, соответствующее моменту, когда начнутся периодические срабатывания блока. Затем замкнуть ключ SA_2 , установить сигнал 3 мА той же полярности, ручку «Демпфер» повернуть по часовой стрелке до упора. Постоянная времени демпфирования фиксируется секундомером как промежуток времени, прошедшего с момента размыкания ключа SA_2 до момента срабатывания блока. Ее значение должно быть равно 5–13 с.

4.7. РЕГУЛИРУЮЩИЙ БЛОК АНАЛОГОВЫЙ Р12

Регулирующий блок Р12 входит в состав КТС системы «Каскад». Он является аналоговым ПИД-регулятором токовой ветви ГСП с унифицированными выходными и входными сигналами 0–5 мА. В схемах АСР блок Р12 применяется в комплекте с блоком управления БУ-12, обеспечивающим бесстолбовое включение и отключение регулятора и дистанционное управление процессом.

При нескольких входных сигналах (до четырех) и необходимости их масштабирования в комплекте с Р12 применяется измерительный блок И-04, имеющий четыре гальванически изолированных токовых входа с масштабированием.

При работе Р12 с И-04 применяется реостатный задачник ЗУ-11; при работе без И-04 применяется токовый задачник ЗУ-05 с выходом 0–5 мА, подключаемым к одному из входов регулятора.

Закон ПИД-регулирования в Р12 реализуется в следующем виде:

$$T_{\text{дф}} \frac{d\Delta I_{\text{вых}}}{dt} + \Delta I_{\text{вых}} = k_d \left[\Delta I_{\text{вх}} + \frac{1}{T_{\text{из}}} \int \Delta I_{\text{вх}} dt + T_{\text{пв}} \frac{d\Delta I_{\text{вх}}}{dt} \right], \quad (4.43)$$

где $\Delta I_{\text{вых}}$ — выходной сигнал регулятора, равный разности значений выходного текущего тока $I_{\text{вых}}$ и тока $I_{\text{вых}0}$ в момент равновесия регулятора при отсутствии входного сигнала ($\Delta I_{\text{вых}} = I_{\text{вых}} - I_{\text{вых}0}$); $\Delta I_{\text{вх}}$ — входной сигнал регулятора, равный разности значений токов перенормированной регулируемой величины $I_{\text{пер}}$ и задатчика $I_{\text{зд}}$ ($\Delta I_{\text{вх}} = I_{\text{пер}} - I_{\text{зд}}$); $k_{\text{п}}$ — коэффициент передачи регулятора; $T_{\text{из}}$ — постоянная времени изотропа; $T_{\text{пв}} = k_d T_{\text{из}}$ — постоянная времени предвращения ($k_d = T_{\text{пв}} / T_{\text{из}}$); $T_{\text{дф}} = k_{\text{ф}} T_{\text{из}}$ — постоянная времени демпфирования ($k_{\text{ф}} = T_{\text{дф}} / T_{\text{из}}$).

С учетом зависимости $T_{\text{пв}}$ и $T_{\text{дф}}$ от $T_{\text{из}}$ выражение (4.43) можно записать в следующем виде:

$$k_{\text{ф}} T_{\text{из}} \frac{d\Delta I_{\text{вых}}}{dt} + \Delta I_{\text{вых}} = k_{\text{п}} \left[\Delta I_{\text{вх}} + \frac{1}{T_{\text{из}}} \int \Delta I_{\text{вх}} dt + k_d T_{\text{из}} \frac{d\Delta I_{\text{вх}}}{dt} \right]. \quad (4.44)$$

Органы настройки и контроля регулятора:

переключатель SA_{kn} «Множитель k_n », обеспечивающий десятикратное изменение диапазона действия органа настройки коэффициента передачи k_n блока;

ручка потенциометра « k_n », изменяющего коэффициент передачи блока;

ручка переключателя $SA_{из}$, обеспечивающего выбор законов П(ПД)- или ПИД(ПИ)-регулирования. В положении «П» переключателя $SA_{из}$ (крайнее левое положение) реализуется закон П(ПД)-регулирования, в остальных положениях — закон ПИД(ПИ)-регулирования;

ручка « $T_{дв}/T_{из}$ » потенциометра, изменяющего коэффициент k_d отношения постоянной времени предварения к постоянной времени изотдрома;

ручка « $T_{дф}/T_{из}$ » потенциометра, изменяющего коэффициент k_f отношения постоянной времени демпфирования к постоянной времени изотдрома;

ручка «Огр. макс» потенциометра, устанавливающего уровень ограничения выходного сигнала по максимуму;

ручка «Огр. мин» потенциометра, устанавливающего уровень ограничения выходного сигнала по минимуму;

гнезда А и Б для контроля сигнала рассогласования на входе блока;

гнезда В и Г для контроля выходного сигнала блока;

резистор R_7 (рис. 4.31), служащий для подстройки цепей безударного переключения режимов работы блока, и резистор R_{26} , служащий для подстройки максимального значения коэффициента передачи блока. Оба подстроечных резистора снабжены фиксаторами оси.

Принципиальная электрическая схема регулирующего блока приведена на рис. 4.31. Блок имеет два входа аналогового сигнала 0–5 мА, один вход 0–20 мА и вход по напряжению 0–2,5 В. При подключении входных сигналов неиспользуемые входы закорачиваются. Вход по напряжению используется при работе Р12 в комплекте с измерительным блоком И-04. Независимо от того, какие входы используются, при появлении сигнала рассогласования на гнездах А и Б и сопротивлении R_6 появляется напряжение $U_{из}$, пропорциональное сигналу рассогласования и с полярностью, соответствующей знаку рассогласования.

Диапазон изменения напряжения 0 ÷ ± 2,5 В.

Это напряжение через сопротивление R_1 поступает на вход высокоомного усилителя УВ-22 с очень большим коэффициентом усиления. Выходной ток УВ-22 (0–5 А) поступает на устройство ограничения минимума

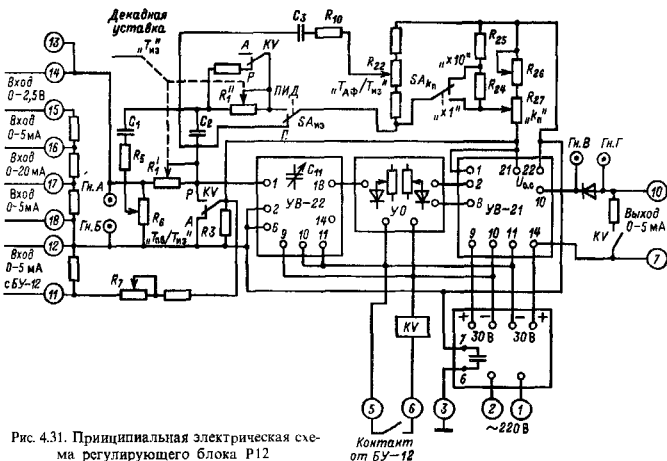


Рис. 4.31. Принципиальная электрическая схема регулирующего блока Р12

максимума УВ и далее на выход усилителя УВ-21. Усилитель УВ-21 имеет два гальванически развязанных выхода: токовый 0—5 мА (зажимы 14, 10 усилителя), используемый в качестве выхода с регулятора, и по напряжению (зажимы 21, 22), сигнал с которого поступает в цепь обратной связи (сопротивление R_{27} и R_{28}), а также используется в качестве единичной отрицательной обратной связи усилителя УВ-21 (переключка на зажимах 21 и 1).

Последовательно соединенные УВ-22, УО и УВ-21 можно рассматривать как один высокоомный усилитель с большим коэффициентом усиления и имеющий регулируемое ограничение минимума и максимума выходного тока.

Закон ПИД-регулирования формируется за счет охвата усилителя гибкой отрицательной обратной связью (ООС).

При одном и том же выходном токе напряжение, подаваемое в цепь ООС, зависит от положений движка потенциометра k_n (R_{27}) и переключателя диапазона SA_{k_n} .

Потенциометр « k_n » имеет шкалу, оцифрованную непосредственно в единицах коэффициента усиления регулятора. Сопротивлением R_{26} производится регулировка шкалы « k_n ». Через сопротивление R_1' напряжение обратной связи поступает на интегрирующую C_2 и дифференцирующую C_1 емкости. Отношение $T_{\text{ин}}/T_{\text{дф}}$ определяется положением движка потенциометра R_6 . Сопротивление R_5 незначительно демпфирует дифференциальную составляющую, что необходимо для устойчивой работы схемы. Значение постоянной времени изотропа $T_{\text{ин}}$ устанавливается двойными сопротивлениями R_1' и R_1'' , имеющими декадное переключение, причем $R_1' = R_1''$.

Демпфирование входного сигнала осуществляется за счет дополнительной подачи обратной связи через емкость C_3 . Демпфирование $T_{\text{дф}}/T_{\text{ин}}$ определяется положением движка потенциометра R_{22} .

Для осуществления беспоточкового включения регулятора в работу на входные зажимы 11, 12 с блока управления БУ-12 подается токовый сигнал, дублирующий сигнал на регулирующий орган в режиме дистанционного управления, и имеется реле KV , производящее коммутацию цепей входной и обратной связи.

При дистанционном управлении реле KV срабатывает и на вход УВ-22 поступает сигнал, соответствующий положению регулирующего органа. Так как в этом случае УВ-22 оказывается охваченным жесткой единичной обратной связью по выходу с УВ-21, то выходной сигнал УВ-21 будет всегда ра-

вен сигналу, поступающему на регулирующий орган. При совмещении задания с переменной перед включением регулятора емкости C_1 и C_2 оказываются заряженными до уровня, при котором после включения регулятора в работу выходной ток не изменяется. Для быстрой зарядки емкостей при ручном управлении контакты реле KV шунтируются сопротивлением R_1'' .

Для обеспечения отслеживания выходного тока регулятора при ручном управлении предусмотрено регулируемое сопротивление R_7 .

Таким образом, при включении регулятора в работу и отсутствии входного сигнала выходной ток находится на определенном уровне. При этом емкости C_1 и C_2 заряжены одинаково и ток через них отсутствует, так как $U_{\text{вх}} = 0$, $I_{\text{вых}} = \text{const}$.

Рассмотрим, как изменится в различных режимах выходной сигнал регулятора при подаче на вход R_6 ступенчатого сигнала $U_{\text{вх}}$.

Потенциометр R_6 выведен полностью ($k_n = 0$). На входе УВ-22 появляется сигнал. На выходе УВ-21 ток резко возрастает. Напряжение на емкостях C_1 и C_2 начнет изменяться с большой скоростью, и через емкость будет проходить токовый импульс. Ток, проходящий через C_2 , вызовет появление напряжения на R_1' , и когда оно компенсирует входной сигнал УВ-22, рост тока на выходе УВ-21 прекратится. Таким образом, ток на выходе УВ-21 изменится ступенчато.

Изменение выходного сигнала зависит от положения движка потенциометра « k_n » (R_{27}). Чем большая доля напряжения с зажимов 21 и 22 подается в цепь ООС, тем меньше требуется изменение выходного сигнала для компенсации входного сигнала.

После компенсации входного сигнала ток через C_2 начнет уменьшаться с постоянной времени $2RC_2$. Поэтому на выходе УВ-22 будет появляться сигнал.

Для равновесия УВ-22 необходимо, чтобы через C_2 непрерывно протекал ток, компенсирующий входной сигнал на R_1' . Для этого выходной ток должен изменяться с постоянной скоростью. Скорость изменения будет зависеть от значения не только k_n , но и входного сигнала. Чем больше входной сигнал, тем выше (при одной и той же постоянной времени RC -цепи) скорость затухания тока в C_2 . Поэтому для поддержания тока неизменным необходима большая скорость изменения выходного тока. Таким образом, при подаче на вход ступенчатого сигнала выходной сигнал в первый момент изменится ступенчато на значение, пропорциональное входному сигналу, а затем будет изменяться с постоянной скоростью.

Необходимо отметить, что изменение сопротивления R_1'' при равенстве $R_1' = R_1''$ не влияет на пропорциональное ступенчатое изменение выходного сигнала. Действительно, при увеличении R_1' и R_1'' уменьшится ток T_{C_2} через C_2 , но падение напряжения $I_{C_2} R_1'$ останется неизменным.

Потенциометр R_6 находится в промежуточном положении ($k_d \neq 0$). Если при $k_d = 0$ ток через C_2 изменялся одновременно с током через C_1 и не влиял на условия равновесия УВ-22, то при $k_d \neq 0$ изменение тока I_{C_2} будет зависеть от скорости изменения входного сигнала. Так как сопротивление R_5 незначительно, то при ступенчатом изменении $U_{вх}$ емкость C_1 зашунтирует емкость C_2

с последовательно включенным сопротивлением R_1' . Поэтому в первый момент компенсации входного сигнала на УВ-22 не будет и выходной ток возрастет до максимума.

По окончании изменения входного сигнала емкость C_1 будет находиться в тех же условиях, что и при $k_d = 0$. Поэтому выходной сигнал упадет до значения, пропорционального значению входного сигнала, а затем будет изменяться с постоянной скоростью. Скорость изменения выходного сигнала зависит от скорости изменения входного сигнала. С увеличением k_d влияние скорости изменения входного сигнала возрастает.

Демпфирование осуществляется за счет

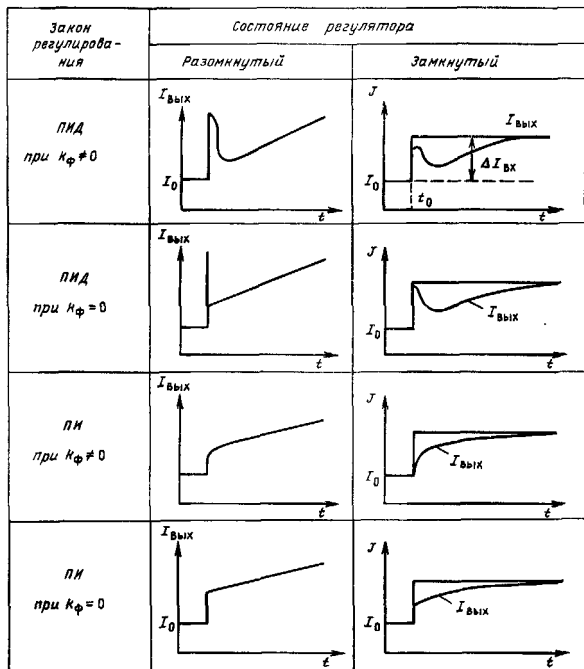


Рис. 4.32. Реакция разомкнутого и замкнутого регулятора Р12 на ступенчатый входной сигнал

звода дополнительной обратной связи с небольшого постоянного времени через емкость C_3 . При появлении ступенчатого входного сигнала ток через C_3 дополнительно его компенсирует и выходной сигнал в первый момент изменяется не ступенчато, а экспоненциально. Однако ток через C_3 быстро затухает и его влияние в дальнейшем мало сказывается на конечном значении выходного сигнала.

Реакция разомкнутой и замкнутой регулятора Р12 на ступенчатый входной сигнал $\Delta I_{\text{вх}} = I_{\text{пер}} - I_{\text{зд}}$ приведена на рис. 4.32.

Контрольная точка регулятора (постоянство выходного тока при нулевом входном сигнале). Точность поддержания контрольной точки определяется качеством настройки баланса входной цепи УВ-22. Входная цепь усилителя балансируется переменной емкостью C_{11} .

Обычно при равенстве значений переменной и задания на входе регулятора сигнал на выходе не изменяется при изменении коэффициента усиления. Недостатком данного регулятора является то, что выходной ток изменяется при изменении $k_{\text{н}}$. Это объясняется тем, что при изменении $k_{\text{н}}$ изменяется напряжение, подаваемое на вход цепи обратной связи, и на входе УВ-22 появляется дополнительный сигнал, который компенсируется изменением выходного тока регулятора. После затухания тока в емкостях цепи обратной связи сигнал на выходе снова остается неизменным во времени, но при новом значении $I_{\text{вых}0}$. Поэтому необходимо иметь в виду, что при коррекции $k_{\text{н}}$ включенного в работу регулятора регулирующий орган изменил свое положение даже при

отсутствии сигнала разбаланса на входе регулятора.

Другим недостатком является отсутствие органа переключения фазировки регулятора.

Для смены фазировки необходимо изменять полярность подключения сигналов с датчика регулируемого параметра и с токового датчика. При работе регулятора в комплекте с измерительным блоком И-04 для смены фазировки необходимо поменять полярность на входе 0—2,5 В (зажимы 14 и 15).

Передаточная функция регулятора. Функциональная и расчетная электрическая схемы регулятора представлены на рис. 4.33.

При нулевом входном сигнале (рис. 4.33, б) ток в емкостях цепи обратной связи отсутствует и, следовательно, потенциал $U_{\text{в}} = 0$. С учетом этого

$$k_{0c} U_{\text{вых}0} = U_{C_{20}}, \quad (4.45)$$

где $U_{C_{20}}$ — напряжение на емкости C_2 .

При наличии входного сигнала $U_{\text{вх}}(t)$

$$k_{0c} U_{\text{вых}} = U_{C_2} - I_5 R_2, \quad (4.46)$$

Вычитая из (4.45) значение (4.46), получаем

$$k_{0c} \Delta U_{\text{вых}} = \Delta U_{C_2} + I_5 R_2, \quad (4.47)$$

где $\Delta U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}0} - U_{\text{вых}}$ — изменение выходного напряжения регулятора за счет появления входного сигнала; $\Delta U_{C_2} = U_{C_{20}} - U_{C_2}$ — изменение напряжения U_{C_2} за счет протекания через него тока, вызванного появлением входного сигнала.

Так как $\Delta U_{C_2} = \frac{1}{C_2} \int I_4 dt$, $I_4 = I_1 - I_2$, $I_5 = I_4 + I_3 = I_1 - I_2 + I_3$, $C_3 k_{\phi} (dU_{\text{вых}}/dt)$, то

$$\Delta U_{C_2} = \frac{0,5}{R_1 C_2} \int U_{\text{вх}} dt - \frac{C_3}{C_2} k_{\phi} k_{0c} \Delta U_{\text{вых}}; \quad (4.48)$$

$$I_3 = C_1 (dU_{C_1}/dt) - C_1 d(k_{\text{н}} U_{\text{вх}} + \Delta U_{C_1})/dt$$

$$I_3 = k_{\text{н}} C_1 (dU_{\text{вх}}/dt) + C_1 U_{\text{вх}} (2C_2 R_1) - (C_1 C_3 / C_2) k_{\phi} k_{0c} (dU_{\text{вх}}/dt). \quad (4.49)$$

Подставив значения ΔU_{C_2} и $I_5 = (I_1 - I_2) + I_3$ в (4.47) получим

$$k_{0c} \Delta U_{\text{вых}} = \frac{1}{2R_1 C_2} \int U_{\text{вх}} dt - \frac{C_3}{C_2} k_{\phi} \Delta U_{\text{вх}} + \frac{R_2}{2R_1} U_{\text{вх}} -$$

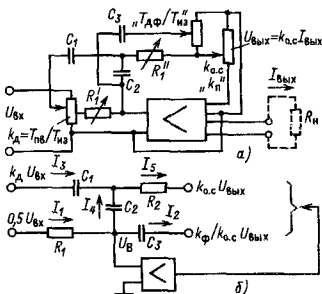


Рис. 4.33. Функциональная (а) и расчетная электрическая (б) схемы регулятора Р12

$$\begin{aligned}
& -R_2 C_3 k_{\phi} k_0 c \frac{dU_{\text{вых}}}{dt} + k_d R_2 C_1 \frac{dU_{\text{вх}}}{dt} + \\
& + \frac{C_1 R_2}{2 C_2 R_1} U_{\text{вх}} - \frac{R_2 C_1 C_3}{C_2} k_{\phi} k_0 c \frac{dU_{\text{вых}}}{dt}.
\end{aligned}
\quad (4.50)$$

С учетом того, что $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$, уравнение приводится к виду

$$\begin{aligned}
k_0 c \left[\Delta U_{\text{вых}} \left(1 + k_{\phi} \frac{C_3}{C} \right) + 2 k_{\phi} R C_3 \frac{dU_{\text{вых}}}{dt} \right] = \\
= U_{\text{вх}} + \frac{1}{2RC} \int U_{\text{вх}} dt + k_d R C \frac{dU_{\text{вх}}}{dt}.
\end{aligned}$$

Если учесть, что $C = 8 \text{ мкФ}$, $C_3 = 0,94 \text{ мкФ}$, $k_{\phi} < 1$, то значением $k_{\phi} C_3 / C$ можно пренебречь. Тогда, перейдя к операторной форме записи и обозначив $2RC = T_{из}$, $k_{\phi} 2RC_3 = T_{дф}$, $\frac{1}{k_0 c} = k_{ин}$, получим передаточную функцию регулятора:

$$\begin{aligned}
W_{п}(p) = \left[k_{ин} / (T_{дф} p + 1) \right] \left[1 + 1 / (T_{из} p) + \right. \\
\left. + 0,5 k_{д} T_{из} p \right].
\end{aligned}
\quad (4.51)$$

Так как $k_d = 0 - 1$, то $T_{ин} = k_{д} \cdot 0,5 T_{из}$ можно изменять в пределах от 0 до $0,5 T_{из}$. Потенциометр « $k_{д}$ » оцифрован в единицах $k_{д} = T_{ин} / T_{из}$. Постоянная времени

$$T_{дф} = k_{\phi} 2RC_3 = k_{\phi} T_{из} \cdot 0,94/8 \approx 0,117 k_{\phi} T_{из},$$

т. е. $T_{дф}$ можно изменять при $k_{\phi} = 0 \div 1$ от 0 до $0,117 T_{из}$.

Предмонтажная проверка

Проверку блока можно проводить как по разомкнутой схеме, так и по замкнутой (выходной сигнал регулятора подается в качестве переменной).

Замкнутая схема предпочтительнее, так как она позволяет легко и быстро проверить контрольную точку во всем диапазоне изменения выходного сигнала и осуществить единственно возможный для данного регулятора способ проверки оцифровки органа настройки $k_{д} = T_{ин} / T_{из}$.

Схема проверки методом замыкания выхода с входом приведена на рис. 4.34. Регулирующий блок проверяется в комплекте с блоком управления БУ-12. В качестве источника токового сигнала можно использовать токовый задачник ЗУ-05

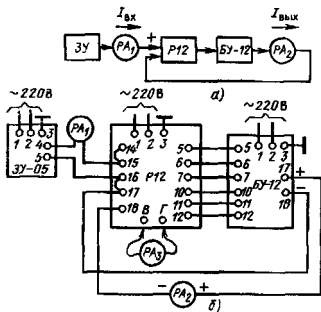


Рис. 4.34. Схема проверки регулятора Р12

Амперметры $РА_1$ и $РА_2$ должны обеспечить измерение тока в пределах $0 - 5 \text{ мА}$ с классом точности не хуже $0,5$.

Для измерения выходного тока регулятора к гнездам В, Г необходимо подключить амперметр $РА_3$.

Проверка контрольной точки регулятора. Установить на регуляторе ручки настроек в следующие положения: множитель „ $\times 10^2$ “, $k_{п} = 2$, $T_{из} = T_{из \text{ мин}}$, $k_{д} = 0$, $k_{\phi} = 0$, «Огр. макс» 100% , «Огр. мин» 0 , блок БУ-12 переключить в режим «А».

Изменять $I_{вх}$ в пределах $0 - 5 \text{ мА}$. Ток $I_{вых}$ должен устанавливаться равным $I_{вх}$ с погрешностью не более 1% .

Точность контрольной точки при равных нагрузочных сопротивлениях на зажимах 15, 16 и 17, 18 в схеме регулятора определяется качеством настройки баланса усилителя УВ-22 органом настройки «Корректор» (переменная емкость C_{11}) (см. рис. 4.31). Регулировку емкости следует производить немагнитной отверткой.

Проверка максимального и минимального выходных сигналов. Блок БУ-12 установить в режим ручного управления. Амперметр $РА_3$ подключить к гнездам В, Г регулятора. Зажимы 7 и 10 регулятора временно закоротить и отсоединить провод с зажима 5.

При установке на БУ-12 органом ручного управления выходного тока $I_{вых} < I_{вх}$ ток, измеряемый амперметром $РА_3$, должен возрастать до 5 мА , при установке $I_{вых} > I_{вх}$ — уменьшиться до 0 .

Проверка работы ограничителей. При $I_{вых} < I_{вх}$ изменять положение ограничителя максимума. Ток, измеряемый амперметром $РА_3$, мА, должен устанавливаться в соответ-

ствии с уставкой ограничения $I = 5n/100$, где n — уставка ограничения, %.

При $I_{\text{вых}} > I_{\text{вх}}$ аналогично проверяется ограничение минимума. После проверки ограничителя установить в положение, обеспечивающее изменение выходного сигнала в пределах 0–5 мА.

После проверки снять перемычку с зажимов 7, 10 и подключить отсоединенный провод к зажиму 5.

Проверка отслеживания выходного тока регулятора в режиме дистанционного управления. В режиме дистанционного управления БУ-12 установить $I_{\text{вых}} = 4$ мА и $I_{\text{вх}} = 4$ мА. Ток, измеряемый амперметром PA_3 , должен быть равен 4 мА. Отклонение от указанного значения устраняется вращением ручки потенциометра «R₇» (см. рис. 4.31), выведенной на панель регулятора.

По окончании проверки следует отключить амперметр PA_3 .

Регулировка и оцифровка шкалы « k_n ». Переключатель БУ-12 установить в режим «А».

Установить $I_{\text{вх}} = 0$, а переключатель $SA_{\text{из}}$ — в положение П. При этом ток $I_{\text{вых}}$ должен установиться равным 0.

Установить $k_n = 1$. При $I_{\text{вх}} = 3$ мА ток $I_{\text{вых}}$ должен установиться равным 1,5 мА. Отклонение от указанного значения устраняется вращением ручки потенциометра R_{26} (см. рис. 4.31), выведенной на панель регулятора.

Оцифровка шкалы « k_n » в остальных точках проводится следующим образом. При $I_{\text{вх}} = 1,5$ мА $= \text{const}$ k_n устанавливается на отметку шкалы и фиксируется значение $I_{\text{вых}}$. Фактическое значение k_n определяется из условия

$$k_n = I_{\text{вых}} / (I_{\text{вх}} - I_{\text{вых}}). \quad (4.52)$$

Изменение $I_{\text{вых}}$ при оцифровке « k_n » показано на рис. 4.35, а.

После окончания оцифровки установить значение $k_n = 1$, которому соответствует $I_{\text{вых}} = 0,5 I_{\text{вх}}$. Это необходимо для последующей оцифровки шкал « $T_{\text{из}}$ », « k_d » и « k_f ».

Оцифровка шкалы « $T_{\text{из}}$ ». При $k_n = 1$, $k_d = 0$, $k_f = 0$ переключатель « $T_{\text{из}}$ » установить на отметку шкалы, подлежащую оцифровке. Блок БУ-12 установить в режим ручного управления.

Установить ручным управлением с БУ-12 ток $I_{\text{вх}} = I_{\text{вх}} = 1$ мА и через 5–10 с БУ-12 регулятор переключить в режим «А». Ток $I_{\text{вых}}$ не должен измениться, так как при этом регулятор будет находиться на контрольной точке.

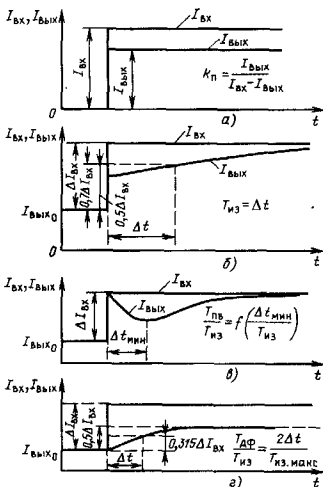


Рис. 4.35. Определение k_n , $T_{\text{из}}$, $T_{\text{пв}}/T_{\text{из}}$, $T_{\text{дф}}/T_{\text{из}}$ регулятора Р12

Изменить ступенчато $I_{\text{вх}}$ с 1 до 3 мА, что соответствует $\Delta I_{\text{вх}} = 2$ мА, и включить секундомер. Выходной ток увеличится ступенчато до 2 мА, а затем начнет возрастать по экспоненте с постоянной времени $T \approx 2T_{\text{из}}$ (см. рис. 4.35, б). Секундомер выключить, когда выходной ток достигнет значения

$$I_{\text{вых}} = 1 + 0,63 \Delta I_{\text{вх}} = 1 + 0,63 \cdot 2 = 2,26 \text{ мА.}$$

Измеренный промежуток времени будет равен $T_{\text{из}}$.

Для оцифровки последующей точки шкалы необходимо снова перевести БУ-12 на дистанционное управление, установить $I_{\text{вх}} = I_{\text{вых}} = 1$ мА и в режим «А» изменить $I_{\text{вх}}$ с 1 до 3 мА.

Оцифровка шкалы « k_d ». Передаточная функция регулятора при $k_f = 0$ и $k_n = 1$ запишется в виде

$$W_n(p) = (T_{\text{пв}} T_{\text{из}} p^2 + T_{\text{из}} p + 1) / (T_{\text{из}} p); \quad (4.53)$$

передаточная функция замкнутого регуля-

тора — в виде

$$\Phi_n(p) = W_n(p) / [1 + W_n(p)] = (T_{\text{нз}} T_{\text{из}} p^2 + T_{\text{из}} p + 1) / (T_{\text{нз}} T_{\text{из}} p^2 + 2T_{\text{из}} p + 1).$$

Подставив $T_{\text{нз}} = k_d T_{\text{из}}$, получим

$$\Phi_n(p) = (k_d T_{\text{из}}^2 p + T_{\text{из}} p + 1) / (k_d T_{\text{из}}^2 p + 2T_{\text{из}} p + 1) = A(p) / B(p). \quad (4.54)$$

Определим реакцию замкнутого регулятора с передаточной функцией (4.51) на ступенчатый входной сигнал.

Временная функция по (4.54) определяется из уравнения

$$x(t) = \frac{A(0)}{B(0)} + \sum_{p_k = p_1}^{p_k} \frac{A(p_k)}{B'(p_k) p_k} e^{-p_k t},$$

$$A(0) = 1, B(0) = 1. \quad (4.55)$$

Определим корни полинома $B(p) = k_d T_{\text{из}}^2 p^2 + 2T_{\text{из}} p + 1 = 0$:

$$p_{1,2} = \frac{-2T_{\text{из}} \pm \sqrt{4T_{\text{из}}^2 - 4k_d T_{\text{из}}^2}}{2k_d T_{\text{из}}^2} =$$

$$= \frac{-1 \pm \sqrt{1 - k_d}}{k_d T_{\text{из}}},$$

или

$$p_1 = \frac{-1 + \sqrt{1 - k_d}}{k_d T_{\text{из}}} = -\frac{1}{T_{\text{из}}(1 + \sqrt{1 - k_d})};$$

$$p_2 = \frac{-1 - \sqrt{1 - k_d}}{k_d T_{\text{из}}} = -\frac{1}{T_{\text{из}}(1 - \sqrt{1 - k_d})}.$$

Тогда

$$A(p_1) = k_d T_{\text{из}}^2 \frac{(-1 + \sqrt{1 - k_d})^2}{k_d^2 T_{\text{из}}^2} +$$

$$+ T_{\text{из}} \frac{-1 + \sqrt{1 - k_d}}{k_d T_{\text{из}}} + 1 = \frac{1 - \sqrt{1 - k_d}}{k_d};$$

$$A(p_2) = \frac{1 + \sqrt{1 - k_d}}{k_d};$$

$$B'(p) = 2k_d T_{\text{из}}^2 p + 2T_{\text{из}};$$

$$B'(p_1) = \frac{2k_d T_{\text{из}}^2 (-1 + \sqrt{1 - k_d})}{k_d T_{\text{из}}} + 2T_{\text{из}} =$$

$$= 2T_{\text{из}} \sqrt{1 - k_d};$$

$$B'(p_2) = -2T_{\text{из}} \sqrt{1 - k_d}.$$

Подставив в (4.55) найденные значения $A(p_k)$ и $B'(p_k)$, после преобразований получим

$$x(t) = 1 - \frac{1}{2\sqrt{1 - k_d}} e^{-\frac{t}{T_{\text{из}}(1 + \sqrt{1 - k_d})}} +$$

$$+ \frac{1}{2\sqrt{1 - k_d}} e^{-\frac{t}{T_{\text{из}}(1 - \sqrt{1 - k_d})}}. \quad (4.56)$$

Вид переходного процесса $x(t)$ показан на рис. 4.36, а.

При $k_d \rightarrow 0$ получим $x(t) = 1 - 0,5e^{-t/(2T_{\text{из}})}$, что соответствует реакции замкнутого ПИ-регулятора при $k_n = 1$.

Определим промежуток времени Δt с момента подачи ступенчатого сигнала до достижения минимума $x(t)$.

$$\text{Найдем производную}$$

$$x'(t) = -\frac{1}{2\sqrt{1 - k_d} T_{\text{из}}(1 + \sqrt{1 - k_d})} \times$$

$$\times e^{-\frac{t}{T_{\text{из}}(1 + \sqrt{1 - k_d})}} -$$

$$-\frac{1}{2\sqrt{1 - k_d} T_{\text{из}}(1 - \sqrt{1 - k_d})} e^{-\frac{t}{T_{\text{из}}(1 - \sqrt{1 - k_d})}}.$$

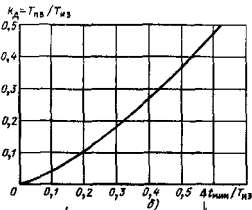
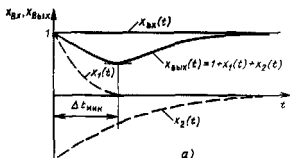


Рис. 4.36. Составляющие переходного процесса замкнутого ПИД-регулятора Р12 (а) и график (б) для определения k_d

Положив $\chi(t') = 0$, получим

$$\frac{1}{1 + \sqrt{1 - k_d}} e^{-\frac{\Delta t}{T_{из}(1 + \sqrt{1 - k_d})}} = \frac{1}{1 - \sqrt{1 - k_d}} e^{-\frac{\Delta t}{T_{из}(1 - \sqrt{1 - k_d})}}$$

$$= \frac{1}{1 - \sqrt{1 - k_d}} e^{-\frac{\Delta t}{T_{из}(1 - \sqrt{1 - k_d})}}$$

Прологарифмировав это равенство, после преобразования получим

$$(1 - \sqrt{1 - k_d}) / (1 + \sqrt{1 - k_d}) = -2(\sqrt{1 - k_d}) \Delta t k_d T_{из} \quad (4.57)$$

Из этого следует, что $\Delta t T_{из}$ однозначно зависит от k_d :

$$\Delta t T_{из} = -\frac{k_d(1 - \sqrt{1 - k_d})}{2(1 - k_d + \sqrt{1 - k_d})} = f(k_d).$$

Для нахождения этой зависимости на рис. 4.36, б построен график $\Delta t / T_{из} = f(k_d)$ по данным, полученным путем подстановки в (4.57) значений k_d , имеющихся на шкале « k_d » регулятора.

Так как « $T_{из}$ » можно оцифровать заранее и при изменении k_d значения $T_{из}$ не изменяются, то для определения k_d на вход замкнутого регулятора нужно подать ступенчатый сигнал, определить Δt и по графику $\Delta t / T_{из}$ найти фактическое значение k_d . При этом $T_{из} = k_d T_{из}$.

Практически оцифровка шкалы « k_d » выполняется следующим образом. Блок БУ-12 переводит в режим ручного управления.

На Р12 при $k_n = 1$ и $k_f = 0$ выставить « $T_{из}$ » на оцифрованную отметку шкалы, $k_d = T_{из} / T_{из}$ установить на максимальное значение.

Установить $I_{вх}$ и $I_{вых}$ равными 1 мА. Через 5–10 с БУ-12 перевести в режим «А».

Ступенчато изменить $I_{вх}$ с 1 до 3 мА и включить секундомер.

Выходной ток $I_{вых}$ скачкообразно увеличится практически до значения $I_{вх}$, а затем начнет постепенно уменьшаться (см. рис. 4.35, в и 4.36, а).

Продолжая наблюдать за $I_{вых}$, выключить секундомер в момент начала изменения $I_{вых}$ в сторону увеличения, зафиксировать время $\Delta t_{мин}$ на секундомере.

Подсчитать отношение $\Delta t_{мин} / T_{из}$ и по графику на рис. 4.36, б определить k_d .

Для оцифровки следующей отметки шкалы « k_d » снова необходимо перевести БУ-12 в режим ручного управления, уравновесить регулятор и после включения автоматического режима ступенчато изменить $I_{вх}$

Оцифровка шкалы « k_d ». При $k_n = 1$, $T_{из} = T_{из макс}$ и $T_{дф} \neq 0$ передаточная функция регулятора примет вид

$$W_n(p) = 1 / (T_{дф} p + 1). \quad (4.58)$$

Передаточная функция замкнутого регулятора

$$\Phi_n(p) = W_n(p) / [1 + W_n(p)] = 1 / (T_{дф} p + 2) \quad (4.59)$$

Определим по (4.56) временную функцию замкнутого регулятора при подаче на вход ступенчатого сигнала

$$A(0) / B(0) = 0,5, \quad p_1 = -2 T_{дф},$$

$$A(p_1) = 1, \quad B'(p) = T_{дф} = B'(p_1),$$

тогда

$$\chi(t) = 0,5 - \frac{1}{T_{дф} - 2T_{дф}} e^{-t / (0,5 T_{дф})} = 0,5(1 - e^{-t / (0,5 T_{дф})})$$

т. е. при изменении t от 0 до ∞ $\chi(t)$ изменится по экспоненте с постоянной времени $T - 0,5 T_{дф}$ от 0 до $0,5 \chi_{вх}$.

При $t = T$ значение $\chi(t) = 0,5(1 - e^{-1}) = 0,315 \chi_{вх}$.

Таким образом, если определить промежуток времени $t = \Delta t$ с момента подачи на вход ступенчатого сигнала $\chi_{вх}$ до момента достижения $\chi_{вых} = 0,315 \chi_{вх}$, то $\Delta t = T = 0,5 T_{дф}$; отсюда $T_{дф} = 2 \Delta t$.

В данном случае $\chi_{вх} = I_{вх}$, $\chi_{вых} = I_{вых} - I_{вых 0} = \Delta I_{вых}$.

Практически оцифровка шкалы k_d производится следующим образом.

Блок БУ-12 переводит в режим ручного управления. На Р12 при $k_n = 1$ установить $T_{из} = T_{из макс}$, $k_d = 0$, k_f — на максимальную отметку шкалы.

Установить $I_{вх} = I_{вых} = 1$ мА и через 5–10 с переключить БУ-12 в автоматический режим. Изменить ступенчато $I_{вх}$ до 3 мА ($\Delta I_{вх} = 2$ мА) и включить секундомер. Выходной ток начнет постепенно увеличиваться по экспоненте до значения $\Delta I_{вых} = 0,5 \Delta I_{вх}$ (см. рис. 4.35, в). Секундомер включить, когда $\Delta I_{вых}$ достигнет значения $\Delta I_{вых} = 0,315 \Delta I_{вх}$, т. е. $I_{вых}$ станет равным 1,63 мА. При этом

$$k_d = T_{дф} / T_{из} = 2 \Delta t / T_{из макс}$$

где Δt — время, зафиксированное на секундомере, $T_{из макс}$ — максимальное значение времени изотропа.

При проверке достаточно оцифровать одну точку шкалы « k_d » при максимальном его значении.

Реализация расчетных значений настроек регулятора. Отсутствие сложных взаимосвязей

зей между настроенными коэффициентами уравнения регулятора позволяет достаточно просто реализовать уставки динамической настройки $k_{п\text{ расч}}$ или $\delta_{п\text{ расч}} = 1/k_{п\text{ расч}}$, $T_{из\text{ расч}}$, $T_{пв\text{ расч}}$, $T_{дф\text{ расч}}$, полученные расчетным путем.

Для их реализации на регуляторе необходимо установить $k_{п} = k_{п\text{ расч}}$, или $k_{п} = 1/\delta_{п\text{ расч}}$; $T_{из} = T_{из\text{ расч}}$ — ближайшее значение декадного переключателя « $T_{из}$ »; $k_{д} = T_{пв\text{ расч}}/T_{из}$; $k_{ф} = T_{дф\text{ расч}}/T_{из}$, где $k_{д}$, $T_{из}$, $k_{д}$, $k_{ф}$ — уставки на органах настройки регулятора.

При коррекции динамических настроек необходимо помнить, что при изменении $T_{из}$ изменяется время предвращения $T_{пв}$ и время демпфирования $T_{дф}$. Поэтому, если необходимо, чтобы $T_{пв}$ и $T_{дф}$ оставались неизменными, нужно соответственно корректировать значения $k_{д}$ и $k_{ф}$.

4.8. РЕГУЛИРУЮЩИЙ БЛОК Р27

Регулирующий блок Р27 входит в состав КТС «Каскад-2».

Блок при совместной работе с реверсивным ИМ постоянной скорости реализует закон ПИД-регулирования с передаточной функцией

$$W_p(p) = \frac{k_{п}}{T_{им}} 100 \left(1 + \frac{1}{T_{из}p} + \frac{T_{пв}p}{T_{пв}p + 1} \right) \frac{1}{T_{дф}p + 1}, \quad (4.60)$$

где $k_{п}$ — коэффициент передачи, с%; $T_{им}$ — постоянная времени ИМ, с (время переключения ИМ из одного крайнего положения в другое при непрерывном включении); $T_{из}$ — постоянная времени издрорма, с; $T_{пв}$ — постоянная времени предвращения, с; $T_{дф}$ — постоянная времени демпфирования, с.

Дополнительно на регуляторе имеются следующие органы установки: $\Delta_{нч}$ — зона нечувствительности; $\Delta_{имп}$ — длительность импульсов.

Требуемый коэффициент передачи регулятора k_p , %, устанавливается путем изменения коэффициента передачи $k_{п}$ блока Р27 (физический смысл $k_{п}$ — длительность первого пропорционального импульса на один процент изменения сигнала рассогласования от полного диапазона):

$$k_p = k_{п} 100 T_{им}. \quad (4.61)$$

Выходной сигнал регулятора формируется путем либо замыкания или размыка-

ния тиристорных контактов S_1 и S_2 относительно средней точки, либо подачи импульсов напряжения +24 В в сторону «Б» или «М».

В регуляторе предусмотрена блокировка выходных управляющих импульсов (на выходе регулятора) при замыкании жадима «Внешнее управление» (рис. 4.37) на общую точку (ОГ).

Принципиальная электрическая схема регулятора Р27 показана на рис. 4.37. Регулятор состоит из трех модулей: измерительного модуля И001.1; регулирующего модуля Р027.1; модуля стабилизированных источников питания ИПС01.1.

Входные аналоговые сигналы поступают на измерительный модуль. Назначение модуля — формирование сигнала рассогласования U_e .

Входные каналы X_1 , X_2 , X_3 имеют собственные узлы кондуктивного разделения. Поэтому они гальванически не связаны между собой, с остальными входными каналами и с выходом сигнала рассогласования U_e .

На входах X_2 и X_3 установлены делители с коэффициентами передач k_2 и k_3 , позволяющие изменять коэффициент передачи от 0 до 1,0. Делители оцифрованы в диапазоне 0—100%.

Входные сигналы $X_{41} - X_{45}$ подаются относительно ОТ. После суммирования на сумматоре Σ_1 и умножения на коэффициент k_4 производится гальваническое разделение.

Следовательно, сумма сигналов $k_4 \sum_{i=1}^5 x_{4i}$

гальванически не связана с другими входными сигналами и с сигналом рассогласования.

Кроме того, имеется вход X_5 , на который подается сигнал в виде напряжения 0—10 В относительно ОТ выхода измерительного блока.

Входные сигналы суммируются на сумматоре Σ_2 .

Сигнал рассогласования U_e гальванически изолирован от входного сигнала блоков любой модификации.

Корректирующий сигнал $x_{кор}$ устанавливается вручную с коэффициентом передачи $k_{кор}$ в пределах 0—100%. Он имеет переключатель знака коррекции. Корректирующий сигнал необходим для настройки диапазона задатчика, если он отличается от 100%, а также для компенсации начального уровня при подаче на вход регулятора сигнала 4—20 мА.

Регулятор Р27 не имеет специального переключателя фазировки «Прямой—Обрат-

ный». Требуемая фазировка устанавливается путем изменения полярности подключения входных сигналов от датчика и задачика.

Сигнал рассогласования U_6 подается на вход регулирующего модуля P027.1. Диапазон изменения сигнала рассогласования 0–10 В при полярности, зависящей от знака рассогласования.

Регулирующий модуль P027.1 формирует последовательность импульсов включения ИМ, обеспечивающую закон ПИД-регулирования.

Сигнал U_6 подается на P027.1 через внешнюю перемычку. Общие точки И001.1 и P027.1 объединены внутренней перемычкой.

Модуль P027.1 имеет три входных канала: X_{01} , X_{02} и X_{03} . Входы X_{01} и X_{03} имеют один общий демпфер, вход X_{02} — недемпфируемый.

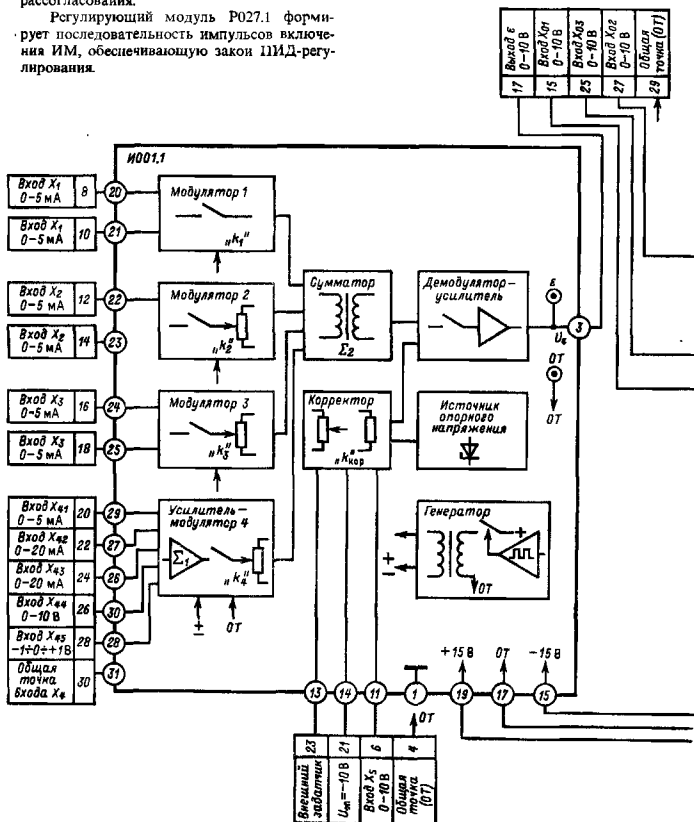


Рис. 4.37 Принципиальная электрическая схема регулятора P27

После демпфера сигнал рассогласования поступает на вход высокоомного усилителя U_1 . Выходной сигнал U_1 через переменный резистор установки зоны нечувствительности $\Delta_{нч}$ подается на вход трехпозиционного нелинейного элемента НЭ, который может иметь три состояния:

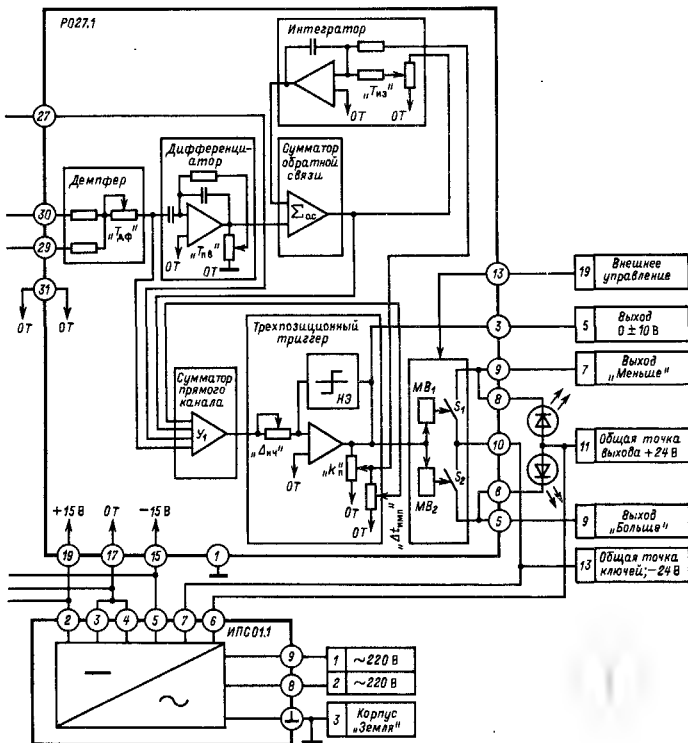
$U_{\text{вых}} = 0$, если входной сигнал находится в пределах зоны нечувствительности;

$U_{\text{вых}} = +10$ В, если входной сигнал больше зоны нечувствительности и положительный;

$U_{\text{вых}} = -10$ В, если входной сигнал больше зоны нечувствительности и отрицательный.

Усилитель U_1 и НЭ охвачены через потенциометры « $k_{\text{н}}$ » и « $\Delta_{\text{нмп}}$ » положительной обратной связью. За счет этого реализуется зона возврата $\Delta_{\text{н}}$. В результате последовательное соединение U_1 и НЭ реализует трехпозиционную статическую характеристику с зоной возврата.

Выходной сигнал НЭ поступает на два ждущих мультивибратора MB_1 и MB_2 . Мультивибратор MB_1 запускается при положительном напряжении выходного сигнала НЭ, мультивибратор MB_2 — при отрицательном. Выходное напряжение каждого мультивибратора поступает на трансформатор. Выходное напряжение трансформатора выпря-



ляется и подается в цепь управления тиристорных ключей S_1 и S_2 , трансформаторы обеспечивают гальваническое разделение выходных цепей регулятора от остальной части схемы (на рис. 4.37 трансформаторы не показаны).

В зависимости от полярности напряжения на выходе $HЭ$ открывается тиристорный ключ либо S_1 («Меньше»), либо S_2 («Больше»). Тиристорные ключи используются для управления бесконтактным реверсивным пускателем. Схемой предусмотрена возможность использования «сухих» контактов (зажимов 5 и 9 относительно средней точки 10) или выдачи на пускатель импульсов напряжения от внутреннего источника регулятора, равного 24 В (зажимы 6 и 8 относительно зажима 10).

Сигнал с выхода регулятора через потенциометр « k_n » также подается на вход цепи формирования сигнала ООС.

Цель формирования ООС состоит из последовательно включенных интегратора (рис. 4.37) и сумматора $\Sigma_{о.с.}$, охваченных жесткой отрицательной обратной связью по выходу сумматора.

По динамическим свойствам такое звено является аperiodическим звеном первого порядка. Постоянная времени звена зависит от положения потенциометра установки постоянной времени издрома $T_{из.}$, а коэффициент усиления — от положения потенциометров установки коэффициента передачи k_n и $T_{из.}$.

На вход сумматора цепи ООС с дифференциатора также подается сигнал рассогласования. Постоянная времени предварения устанавливается потенциометром « $T_{пв.}$ ».

Если потенциометр « $T_{пв.}$ » установлен в крайнее нижнее положение, чему соответствует $T_{пв.} = 0$, то выходной сигнал дифференциатора равен 0 и регулятор реализует закон ПИ-регулирования.

При ступенчатом изменении сигнала рассогласования U_c выходной сигнал $HЭ$ изменяется ступенчато от 0 до 10 В. Исполнительный механизм начинает перемещаться с постоянной скоростью и одновременно начинает возрастать сигнал ООС, знак которого противоположен знаку входного сигнала U_c . Когда сигнал ООС скомпенсирует сигнал U_c , $HЭ$ установится в нейтральное положение и перемещение ИМ прекратится.

Изменение положения ИМ за счет первого импульса включения реализует пропорциональную составляющую закона регулирования регулятора. Длительность первого импульса зависит от значения U_c и скорости изменения напряжения отрицательной обратной связи $U_{о.с.}$. Скорость изменения $U_{о.с.}$

зависит только от значения k_n и не зависит от $T_{из.}$. Это вызвано тем, что при изменении $T_{из.}$ изменяется в одном и том же направлении как постоянная времени, так и коэффициент усиления звена формирования ООС.

После первого импульса включения ИМ сигнал $U_{о.с.}$ начинает уменьшаться по экспоненте с постоянной времени, равной $T_{из.}$. Когда $U_{о.с.}$ уменьшится на зону возврата трехпозиционного звена РО27.1, произойдет повторение включения ИМ. Длительность последующего импульса включения равна времени, за которое $U_{о.с.}$ увеличится на зону возврата. После этого снова наступает пауза, затем импульс последующего включения и т.д.

Зона возврата зависит от установки k_n и установки длительности последующих импульсов $\Delta t_{имп.}$. Благодаря этому при изменении k_n изменяется зона возврата, а длительность последующих импульсов остается неизменной. Она будет равна длительности, указанной на пикапе « $\Delta t_{имп.}$ ». Длительность пауз между импульсами прямо пропорциональна постоянной времени издрома и обратно пропорциональна значениям k_n и U_c .

При увеличении k_n длительность пауз уменьшается. При увеличении $T_{из.}$ длительность пауз увеличивается. Время, в течение которого за счет последующих импульсов ИМ переместится на расстояние, равное расстоянию перемещения за счет первого пропорционального импульса, всегда численно равно $T_{из.}$.

Таким образом, время издрома равно времени удвоения пропорциональной составляющей выходного сигнала.

Если постоянная времени предварения $T_{пв.} \neq 0$, то на вход сумматора цепи ООС поступает выходной сигнал дифференциатора U_d . Дифференциатор реализует реальное дифференцирующее звено с постоянной времени дифференцирования (предварения) $T_{пв.}$ и переменным коэффициентом передачи $k_{п. макс.} = 1$. По каналу входа U_d цепь ООС является также реальным дифференцирующим звеном, по с постоянной времени дифференцирования $T_c = T_{пв.}$.

Реакция регулятора на ступенчатый входной сигнал в режимах ПИ- и ПИД-регулирования приведена на рис. 4.38. На рисунках показаны импульсы включения ИМ $U_{им}$ и изменение положения исполнительного механизма $X_{им.}$.

Модуль источников стабилизированного питания ИПСО1.1 формирует стабилизированные напряжения +15 В и -15 В относительно 0 для питания элементов схем РО27.1 и ИО01.1, а также постоянное напря-

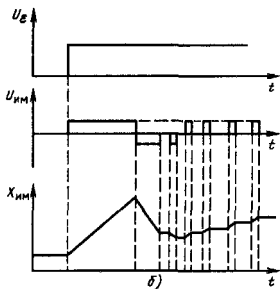
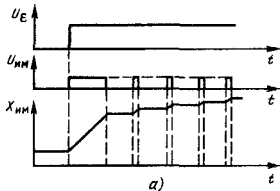


Рис. 4.38. Реакция регулятора Р27 на ступенчатый входной сигнал в режимах ПИ- (а) и ПИД-регулирования (б)

жение 24 В для формирования выходных импульсов по напряжению.

Конструктивно регулятор Р27 выполнен в виде трех отдельных модулей (см. рис. 4.37), закрепленных на общей раме. Рама закрыта кожухом и на шасси вставляется в корпус прибора. Жакимы для внешних соединений расположены на задней стенке корпуса. Связь между жакимами и схемой Р27 осуществляется тремя штепсельными разъемами. При необходимости можно снять регулятор при смонтированном корпусе, отсоединив разъемы.

На наружной панели расположены светодиоды индикации срабатывания регулятора на сторону «Б» («Больше») и «М» («Меньше»).

Для доступа к органам статической и динамической настройки регулятора необходимо выдвинуть регулятор из корпуса. Настраиваемые органы расположены на правой стенке.

Рассмотрим более подробно принципиальную электрическую схему регулирующего модуля Р027.1 и реализацию его па-

раметров настройки, а соответственно и параметров настройки регулятора Р27.

Регулирующий модуль Р027.1

Модуль формирует импульсы включения исполнительного механизма постоянной скорости, за счет которых реализуется закон ПИД-регулирования.

Принципиальная электрическая схема модуля приведена на рис. 4.39. Номера зажимов в схеме рис. 4.39 соответствуют номерам на плате модуля и отличаются от номеров зажимов на Р27 для внешней коммутации (см. рис. 4.37).

Демпфирование входного сигнала. Входным сигналом Р027.1 является сигнал рассогласования U_e с выхода измерительного модуля И001.1. Сигнал подается на любой из демпфируемых входов X_{01} или X_{03} относительно общей точки ОТ. Модуль имеет также недемпфируемый выход X_{02} . Все входы имеют диапазон $-10 \div 0 \div +10$ В. Свободные входы закорачиваются на общую точку. В обычных случаях используется вход X_{01} , а жакимы 27, 29 и 31 закорачиваются.

Входной сигнал U_e через делитель на резисторах R_1 и R_{00} , имеющий коэффициент деления (передачи) 0,5, поступает на демпфирующую RC-цепочку — переменный резистор R_2 и две параллельно включенные емкости C_{19} и C_2 (вход 3 усилителя Y_1 всегда имеет нулевой потенциал и подключение C_2 к входу Y_1 эквивалентно подключению на общую точку ОТ). Демпфирующая цепочка подключена на вход 4 высокоомного усилителя Y_2 . Напряжение на входе Y_2

$$U_{\phi}(p) = 0.5 U_e(p) / (T_{\text{дф}} p + 1), \quad (4.62)$$

где $T_{\text{дф}} = R_2(C_2 + C_{19})$ — постоянная времени демпфирования.

Максимальное значение постоянной времени демпфирования

$$T_{\text{дф макс}} = R_{2 \text{ макс}}(C_2 + C_{19}) = 4,7(2,2 + 0,0047) = 10 \text{ с.}$$

Реализация зоны нечувствительности. Усилитель Y_2 охвачен постоянной отрицательной обратной связью через R_6 и C_3 по напряжению выходного сигнала, подаваемого на инвертируемый вход 3. Коэффициент передачи усилителя Y_2 по входам X_{01} и X_{02}

$$k_{Y_2} = \frac{R_6 + R_{05} R_3 / (R_{05} + R_3)}{R_{05} R_3 / (R_{05} + R_3)} \cdot \frac{R_{06}}{(R_1 + R_{06})}. \quad (4.63)$$

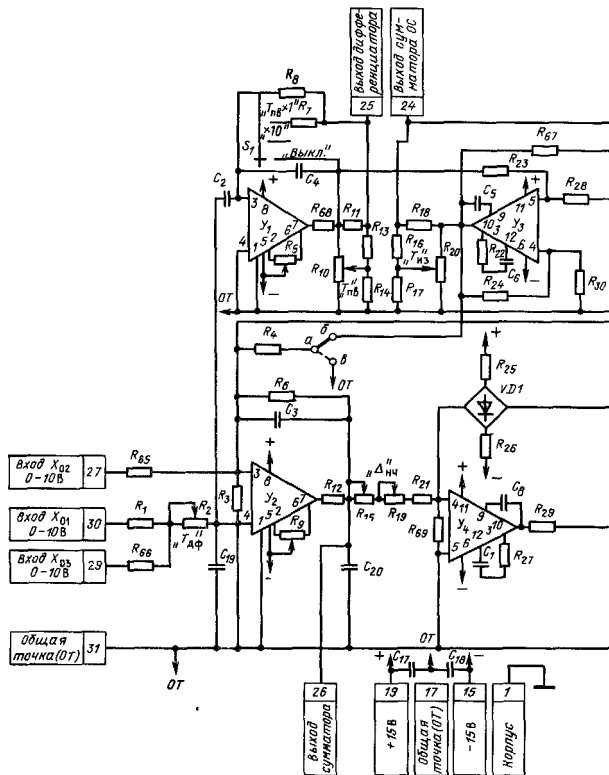


Рис. 4.39. Принципиальная электрическая схема регулирующего модуля P027.1

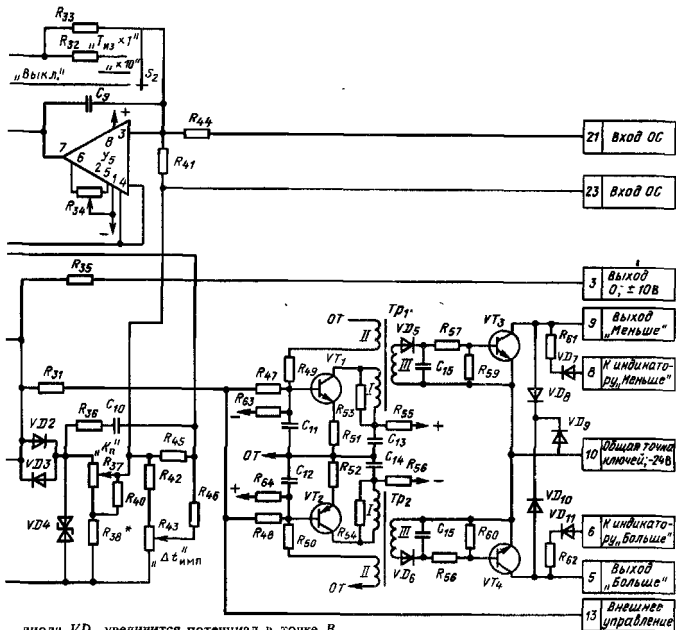
Подставив значения сопротивлений, получим $k_{Y_2} = 27$.

Емкость C_3 в цепи ОС демпфирует выходной сигнал усилителя Y_2 .

Выходной сигнал усилителя Y_2 через делитель на сопротивлениях R_{15} , R_{19} , R_{21} и R_{69} поступает на вход усилителя Y_4 .

Усилитель Y_4 охвачен нелинейной отрицательной обратной связью через диодный мост VD_1 . За счет этого реализуется трехпозиционное регулирование с зоной нечувстви-

тельности. Схема Y_4 с отрицательной ОС и статическая характеристика этой схемы приведены на рис. 4.40. На диодный мост подаются напряжения питания $+15$ В и -15 В через резисторы $R_{25} = R_{26} = 1$ МОм. Когда входной сигнал $U_{вх} = 0$, сигнал $U_{вых}$ также равен 0 в результате прямой зависимости напряжений между точками D и C моста от напряжения $U_{вых}$. Если, например, $U_{вых}$ по какой-то причине станет увеличиваться, то за счет прямой проводимости



диода VD_4 увеличится потенциал в точке B . За счет подпора диода VD_2 положительным потенциалом его проводимость уменьшится и, следовательно, уменьшится напряжение в точке C . Это приведет к уменьшению $U_{\text{вых}}$ усилителя практически до нулевого потенциала, так как отрицательная обратная связь достаточно глубокая. То же самое происходит при уменьшении $U_{\text{вых}}$ в сторону отрицательного напряжения. Таким образом, при $U_{\text{вх}} = 0$ диодный мост уравновешен, ток через диод VD_1 равен току через диод VD_2 , ток через диод VD_3 равен току через диод VD_4 и потенциал в точках C и D равен 0.

Если на вход делителя поступает напряжение $U_{\text{вх}}$, например положительной полярности, то через R_{69} делителя проходит ток

$$I_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} / (R_{\text{вх}} + R_{69}),$$

где $R_{\text{вх}} = R_{15} + R_{19} + R_{21}$.

Выходное напряжение усилителя начнет уменьшаться. Ток через диод VD_3 увеличится, а через диод VD_4 уменьшится.

Потенциал в точке A начнет уменьшаться, и ток с источника -15 В через VD_2 начнет протекать через резистор R_{69} . Изменение выходного сигнала усилителя будет происходить до значения, при котором ток через R_{69} уравновесит ток $I_{\text{вх}}$.

Максимальный ток обратной связи ограничен сопротивлением резисторов R_{26} и R_{69} :

$$I_{0 \text{ макс}} = -15 / (R_{26} + R_{69}).$$

При отрицательном входном сигнале компенсационный ток обратной связи идет от источника $+15$ В.

Следовательно, отрицательная обратная связи усилителя U_4 будет только при напря-

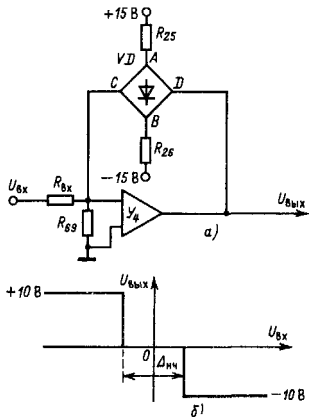


Рис. 4.40. Принципиальная электрическая схема (а) и статическая характеристика (б) трехпозиционного звена регулятора Р27

жении U_{bx} , при котором

$$I_{bx} \leq |I_{0c \text{ макс}}|,$$

т. е.

$$|U_{bx}| / (R_{bx} + R_{69}) \leq 1 / (R_{26} + R_{69}),$$

или

$$|U_{bx}| \leq 15(R_{bx} + R_{69}) / (R_{26} + R_{69}).$$

При полностью введенном сопротивлении резистора R_{15} сопротивление $R_{bx} = 249 \text{ кОм}$.

При выведенном R_{15} сопротивление $R_{bx} = 29 \text{ кОм}$.

Так как $R_{26} = 1 \text{ МОм}$, $R_{69} = 22 \text{ кОм}$, то зона действия обратной связи ограничена диапазоном изменения входного сигнала U_{bx} в пределах 0 - 4 В при введенном R_{15} и в пределах 0 - 0,322 В при выведенном R_{15} .

Если U_{bx} по абсолютному значению станет больше значения, при котором действует отрицательная обратная связь, то выходной сигнал сразу ступенчато изменится до максимального значения выходного сигнала усилителя. В зоне действия обратной связи выходной сигнал изменяется незначительно и его можно считать нулевым. Таким образом, за счет нелинейной обратной связи реализуется трехпозиционное звено с регулируемой зоной нечувствительности.

Так как коэффициент передачи усилителя Y_2 по входам X_{01} и X_{02} равен 27 и 100% входного сигнала соответствуют напряжению 10 В, то диапазон изменения зоны нечувствительности усилителя Y_4 для сигналов X_{01} и X_{02} следующий:

$$\Delta_{нч \text{ макс}} = 2 \cdot [4 / (27 \cdot 10)] \cdot 100 = 3\%;$$

$$\Delta_{нч \text{ мин}} = 2 \cdot [0,322 / (27 \cdot 10)] \cdot 100 = 0,24\%.$$

Завод-изготовитель гарантирует изменение $\Delta_{нч}$ в пределах 0,2 - 2%. Несоответствие расчетных значений $\Delta_{нч}$ вызвано тем, что в цепи R_{bx} изменяется сопротивление подстроечного резистора, которое в расчете было принято максимальным.

Реализация трехпозиционного звена с зоной возврата

Усилитель Y_2 и трехпозиционное звено с зоной нечувствительности $\Delta_{нч}$, реализованное на усилителе Y_4 , охвачены положительной обратной связью. Положительная обратная связь подается в виде напряжения с делителя на резисторах R_{42} , R_{43} , R_{45} и R_{46} . На вход делителя подается напряжение с делителя на резисторах R_{37} , R_{38} , R_{40} , предназначенного для установки коэффициента передачи регулятора.

За счет положительной обратной связи реализуется трехпозиционное звено с регулируемой зоной возврата Δ_v . Принципиальная электрическая схема и статическая характеристика звена приведены на рис. 4.41, где $k_{u, U}$ коэффициент передачи по напряжению потенциометра R_{37} с резисторами R_{38} , R_{40} . При верхнем положении движка (рис. 4.41, а)

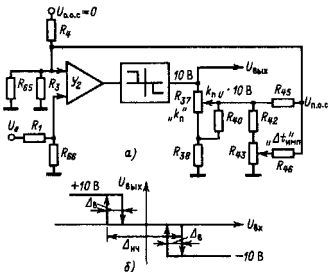


Рис. 4.41. Принципиальная электрическая схема (а) и статическая характеристика (б) трехпозиционного звена с зоной неоднзначности регулятора Р27

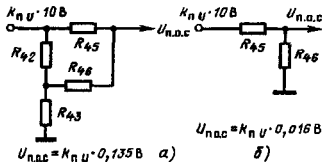


Рис. 4.42. Электрические цепи формирования $U_{п.о.с.}$ в крайних верхнем (а) и нижнем (б) положениях движка R_{46} (рис. 4.41)

$k_n U = 1$, при нижнем $k_{нл} = R_{38}/(R_{37} + R_{38})$. При полном перемещении движка потенциометра R_{37} , изменение $k_{нл}$ происходит в диапазоне 1–0,03. Значение напряжения положительной обратной связи $U_{п.о.с.}$ зависит от $k_n U$ и от положения движка потенциометра R_{43} установки длительности импульсов $\Delta t_{имп}$.

Электрическая цепь формирования $U_{п.о.с.}$ в крайнем верхнем положении движка потенциометра R_{43} приведена на рис. 4.42, а.

Сопротивление $R = 13,2$ кОм образовано двумя параллельно включенными резисторами R_{65} и R_3 (см. рис. 4.41, а) на входе усилителя Y_2 с коэффициентом передачи $k = 27$.

Для этой цепи напряжение, В, $U_{п.о.с.} = k_n U \cdot 0,135$.

Цепь формирования $U_{п.о.с.}$ при крайнем нижнем положении движка потенциометра R_{43} показана на рис. 4.42, б. При этом напряжение, В, $U_{п.о.с.} = k_n U \cdot 0,016$.

Если сигнал отрицательной обратной связи $U_{о.о.с.} = 0$ и на вход трехпозиционного звена поступает сигнал рассогласования $U_e \geq \Delta_{пч}/2$, то выходное напряжение изменяется ступенчато до $+10$ В или -10 В в зависимости от знака U_e . Звено переходит в нейтральное состояние, когда U_e уменьшается до значения $U_e \leq \Delta_{пч}/2 - \Delta_{в}$, где $\Delta_{в}$ — зона возврата (неоднозначности) звена, зависящая от положения движков потенциометров « k_p » и « $\Delta t_{имп}$ ». Зона возврата определяется значением $U_{п.о.с.}$ В:

$$U_{п.о.с.} = k_n U k_{\Delta t_{имп}} \cdot 10, \quad (4.64)$$

где $k_n U = 1 \div 0,03$ коэффициент передачи по напряжению делителя установки « k_n »; $k_{\Delta t_{имп}} = 0,0135 \div 0,0016$ — коэффициент передачи по напряжению делителя установки « $\Delta t_{имп}$ ».

Реализация закона ПИ-регулирования

Формирование сигнала отрицательной обратной связи. При работе регулятора в ПИ-режиме на вход трехпозиционного звена кроме $U_{п.о.с.}$ поступает сигнал отрицательной обратной связи $U_{о.о.с.}$.

Принципиальная электрическая схема формирования $U_{о.о.с.}$ и закона регулирования модуля приведена на рис. 4.43.

При срабатывании трехпозиционного звена на вход цепи формирования сигнала $U_{о.о.с.}$ ступенчато подается напряжение, В, $+10k_{пн}$ или $-10k_{пн}$.

Цепь формирования $U_{о.о.с.}$ представляет собой последовательно соединенные интегратор и сумматор, охваченные отрицательной обратной связью через делитель на резисторах R_{16} — R_{18} и R_{20} (см. рис. 4.39), с коэффициентом передачи $k_{пн}$, и сопротивление R_{19} .

Сопротивление $R_{пн} = R_{32}$ при S_2 в положении « $\times 10$ » и $R_{пн} = R_{32} R_{33}/(R_{32} + R_{33})$ при S_2 в положении « $\times 1$ ».

Значение $k_{пн}$ в зависимости от положения движка потенциометра R_{20} изменяется в диапазоне 0,1–1.

Сумматор реализован на усилителе Y_3 (см. рис. 4.39) и имеет коэффициент передачи $k = 1$. Интегратор реализован на усилителе Y_5 .

Если сигнал с дифференциатора $U_d = 0$, то напряжения на входе и выходе сумматора одинаковы и равны $U_{о.о.с.}$.

По закону Кирхгофа запишем

$$i_{вх} = i_R + i_C,$$

где $i_{вх} = 10k_{пн} U / R_{41}$ — ток через резистор R_{41} , $i_R = k_{пн} U_{о.о.с.}$ — ток через резистор $R_{пн}$; $i_C =$

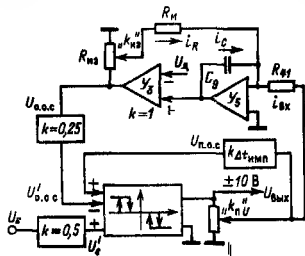


Рис. 4.43. Принципиальная электрическая схема формирования $U_{о.о.с.}$ и закона ПИ-регулирования регулятора Р27

$= C_9 (dU_{00} / dt) - \text{ток через емкость } C_9$
После преобразований получаем

$$(R_{13} C_9 / k_{13}) (dU_{00} / dt) + U_{00} = 10k_n U_{R_{13}} / (k_{13} R_{41}).$$

Передающая функция интегратора

$$W(p) = k / (Tp + 1).$$

Это апериодическое звено первого порядка с постоянной времени

$$T = R_{13} C_9 / k_{13} \quad (4.65)$$

и коэффициентом передачи

$$k = k_n U_{R_{13}} / (k_{13} R_{41}). \quad (4.66)$$

При ступенчатом сигнале на входе цепи ООС $U_{вх} = 10$ В напряжение U_{00} изменяется по экспоненте с постоянной времени T до значения, V ,

$$U_{00} = 10k. \quad (4.67)$$

Работа модуля P027.1 в ПИ-режиме. Рассмотрим реакцию регулирующего модуля на ступенчатый входной сигнал $U_в$ при $U_{дх} = 0$.

Когда $U_в = 0$, напряжение на выходе трехпозиционного звена $U_{вых} = 0$, $U_{00} = 0$.

При ступенчатом сигнале $U_в$ на входе модуля напряжение $U'_в$ на входе трехпозиционного звена $U'_в = 0,5U_в$, где $0,5$ — коэффициент передачи делителя на резисторах R_1 и R_{66} .

На выходе трехпозиционного звена напряжение $U_{вых}$ станет равно $+10$ В или -10 В в зависимости от знака $U_в$.

На входе трехпозиционного элемента появится сигнал положительной обратной связи $U_{п.о.с.}$

Одновременно начнет возрастать по экспоненте с постоянной времени T сигнал отрицательной обратной связи U_{00} .

Скорость $V = dU_{00} / dt$ изменения U_{00} , В/с, будет равна

$$V = 10k / T = 10(k_n U_{R_{13}} / k_{13} R_{41}) / (k_{13} / R_{13} C_9) = 10k_n U / (R_{41} C_9).$$

Трехпозиционное звено переходит в нейтральное состояние ($U_{вых} = 0$), когда U_{00} скомпенсирует входной сигнал $U_{вх}$ и сигнал положительной обратной связи $U_{п.о.с.}$ Так как $U_{п.о.с.} \ll U_{00}$, то компенсация происходит при $U'_{00} \approx U'_в$, где $U'_{00} = 0,25U_{00}$ ($0,25$ коэффициент передачи делителя на резисторах R_4 , R_{65} , R_3).

Скорость возрастания сигнала U'_{00}

$$V' = 0,25V.$$

Время, на истечение которого (после включения) трехпозиционное звено переключится в нейтральное состояние (длительность первого импульса включения),

$$\Delta t_{\text{имп п}} = U'_в / V' = 0,5U_в R_{41} C_9 / (0,25 \cdot 10k_n U) = 2U_в R_{41} C_9 / (10k_n U).$$

Если $U_в = U_{в \text{ макс}} = 10$ В, то

$$\Delta t_{\text{имп п макс}} = 2R_{41} C_9 / k_n U.$$

где $\Delta t_{\text{имп п макс}}$ — время компенсации 100% входного сигнала ($U_{в \text{ макс}}$) на регулирующий модуль

Длительность $\Delta t_{\text{имп п}}$ определяется положением ручки уставки « k_n ». Определим коэффициент передачи « k_n », с/%, по каналу «рассогласование $U_в$ — время перемещения ИМ за счет первого импульса включения».

$$k_n = \frac{\Delta t_{\text{имп п}}}{U_в}$$

или

$$k_n = \frac{2R_{41} C_9}{100k_n U} = \frac{R_{41} C_9}{50k_n U}. \quad (4.68)$$

Для всех типов исполнения модуля P027.1 сопротивление $R_{41} = 2,2$ МОм, емкость $C_9 \approx 6,8$ мкФ. Таким образом, $R_{41} C_9 = 2,2 \cdot 6,8 = 15$ с.

Следовательно, коэффициент передачи, с/%, равен

$$k_n = 0,3 / k_n U. \quad (4.69)$$

При $k_n U = 1$ значение $k_n = 0,3$ с/%; при $k_n U = 0,03$ значение $k_n = 10$ с/%.

Длительность первого импульса включения для любого значения входного сигнала $U_в$

$$\Delta t_{\text{имп п}} = k_n U_в.$$

При выходном сигнале трехпозиционного звена $U_{вых} = +10$ В или $U_{вых} = -10$ В происходит перемещение ИМ с постоянной скоростью в сторону открытия или закрытия регулирующего органа.

Если время перемещения ИМ из одного крайнего положения в другое при непрерывном включении равно $T_{\text{им}}$, с, то его перемещение в процентах от полного хода за счет первого импульса включения

$$\Delta \mu = (\Delta t_{\text{имп п}} / T_{\text{им}}) \cdot 100 = (U_в k_n / T_{\text{им}}) \cdot 100 \quad (4.70)$$

Таким образом, за счет первого импульса ИМ перемещается на расстояние, пропор-

циональное входному сигналу U_e и коэффициенту передачи k_n . Коэффициент усиления регулятора

$$k_p = (\Delta u / U_e) \cdot 100 \quad (k_n / T_{им}) \cdot 100. \quad (4.71)$$

Диапазон уставки k_p зависит от постоянной времени ИМ $T_{им}$. Если, например, $T_{им} = 45$ с, то

$$k_{p, мин} = (k_{п, мин} / T_{им}) \cdot 100 = 0,3 \cdot 100 / 45 = 0,666;$$

$$k_{p, макс} = (k_{п, макс} / T_{им}) \cdot 100 = 10 \cdot 100 / 45 = 22,2.$$

После первого импульса включения ИМ в момент пересхода в нейтральное состояние гребкопозиционного звена исчезает сигнал положительной обратной связи $U_{п.о.с.}$ За счет этого в первый момент сигнал $U'_{о.о.с.}$ оказывается больше сигнала U'_e на величину $U_{п.о.с.}$ Напряжение $U_{о.о.с.}$ начинает уменьшаться с постоянной времени T . Когда напряжение $U'_{о.о.с.}$ после делителя с коэффициентом передачи $k = 0,25$ изменится на величину $U_{п.о.с.}$ произойдет повторное срабатывание гребкопозиционного звена.

Время паузы — время с момента окончания первого импульса включения до последующего импульса включения:

$$\Delta t_{пауз} = U_{п.о.с.} / V_{раз},$$

где $V_{раз}$ — скорость уменьшения $U_{о.о.с.}$ после делителя с $k = 0,25$.

Скорость уменьшения $U_{о.о.с.}$ до делителя

$$V_{раз} = 2U_e / T.$$

Соответственно

$$V_{раз} = 0,25V_{раз} = U_e / (2T)$$

Таким образом, длительность паузы

$$\Delta t_{пауз} = 2U_{п.о.с.} T / U_e. \quad (4.72)$$

После паузы снова срабатывает гребкопозиционное звено, на его вход поступают $U_{п.о.с.}$ и $U'_{о.о.с.}$. Когда $U'_{о.о.с.}$ компенсирует значение $U'_e + U_{п.о.с.}$, гребкопозиционное звено снова переходит в нейтральное состояние. Длительность импульса последующего включения

$$\Delta t_{имп и} = 2U_{п.о.с.} / k_n, \quad (4.73)$$

где $2U_{п.о.с.} \%$ — значение $U_{п.о.с.}$ приведенное к входу до делителя $k = 0,5$, в процентах максимального сигнала 10 В.

При постоянном значении U_e после последующего импульса включения следует пауза, затем снова импульс включения и т. д.

Время, за которое ИМ в результате последующих импульсов переместится на рас-

стояние, равное перемещению от первого импульса, является временем удвоения. Определим его.

Число последующих импульсов, необходимое для удвоения,

$$n = \Delta t_{имп и} / \Delta t_{имп и} =$$

$$= U_e k_n / (2U_{п.о.с.} k_n) = 0,5 U_e / U_{п.о.с.}$$

Время удвоения при пренебрежении длительностью последующих импульсов включения

$$t = n \Delta t_{удв} = (0,5 U_e / U_{п.о.с.}) (2U_{п.о.с.} T / U_e) = T.$$

Следовательно, время удвоения равно постоянной времени звена отрицательной обратной связи и не зависит от k_n . Поэтому $t = T = T_{из}$, где с учетом (4.65)

$$T_{из} = R_{из} C_9 / k_{из}. \quad (4.74)$$

Для исполнения «1» модуля $C_9 = 6,8$ мкФ, $R_{32} = 30$ МОм, $R_{33} = 3,3$ МОм, $k_{из} = 0,1 \div 1$.

Следовательно, $R_{из} = R_{32} = 30$ МОм, $T_{из} = 30 \cdot 6,8 / k_{из} \sim 200 / k_{из}$ при переключателе S_2 в положении « $\times 10$ », откуда $T_{из, мин} = 200$ с, $T_{из, макс} = 2000$ с, $R_{из} = R_{32} R_{33} / (R_{32} + R_{33}) = 3$ МОм и $T_{из} = 3 \cdot 6,8 / k_{из} = 20 / k_{из}$ при S_2 в положении « $\times 1$ », откуда $T_{из, мин} = 20$ с, $T_{из, макс} = 200$ с.

Таким образом, при $T_{паз} = 0$ модуль совместно с ИМ постоянной скорости реализует закон ПИ-регулирования.

Длительность интегрирующих импульсов. Длительность интегрирующих импульсов устанавливается потенциометром $R_{из}$, шкала « $\Delta t_{имп и}$ » которого расположена на панели органов настроек.

Решая совместно (4.43), (4.69) и (4.64), получаем

$$\Delta t_{имп и} = 60 k_{\Delta t_{имп и}}. \quad (4.75)$$

Следовательно, длительность $\Delta t_{имп и}$ с, не зависит от k_n (т. е. от k_p) и равна значению, установленному по шкале « $\Delta t_{имп и}$ ». Это является достоинством регулирующей модуля. Интегральная составляющая выходного сигнала при изменении k_n будет изменяться за счет изменения длительности пауз. При одном и том же сигнале рассогласования U_e длительность пауз между последующими импульсами включения ИМ будет возрастать с уменьшением k_n . Длительность последующих импульсов останется неизменной.

Предел уставки $\Delta t_{имп и}$ на шкале « $\Delta t_{имп и}$ » определяется диапазоном изменения коэффициента передачи $k_{\Delta t_{имп и}}$ для крайних положе-

ний движка потенциометра R_{43} . Так как $k_{\Delta t_{\text{нмп}}} = 0,0016 \div 0,0132$, то $\Delta t_{\text{нмп}}$ и $60k_{\Delta t_{\text{нмп}}}$ соответственно изменяется в пределах от 0,1 до 0,8 с.

Реализация закона ПИД-регулирования

Регулятор реализует закон ПИД-регулирования при включении дифференциатора (переключатель S_1 устанавливается в положение « $\times 1$ » или « $\times 10$ »). Дифференциатор выполнен на высокоомном усилителе Y_1 (рис. 4.44). На вход усилителя через дифференцирующую емкость C_2 поступает сигнал $0,5U_{\text{с}}$. Усилитель охвачен регулируемой отрицательной обратной связью через сопротивление R_7 при переключателе S_1 в положении « $\times 10$ » или через параллельно включенные сопротивления R_7 и R_8 при S_1 в положении « $\times 1$ » (см. рис. 4.39).

Скорость обратной связи устанавливается потенциометром R_{10} делителя на сопротивлениях R_{10} , R_{11} , R_{14} , R_{13} . Коэффициент передачи k_1 делителя изменяется в пределах 0,1–1. Дополнительно для реализации реального дифференцирующего звена усилитель охвачен обратной связью через емкость C_4 .

На схеме рис. 4.44 $R_3 = R_7$ при S_1 в положении « $\times 10$ » и $R_3 = R_7 R_8 / (R_7 + R_8)$ при S_1 в положении « $\times 1$ ».

На основании закона Кирхгофа

$$i_{C_2} = i_{R_3} + i_{C_4},$$

где $i_{C_2} = C_2 \cdot 0,5(dU_{\text{с}}/dt)$ – ток через емкость C_2 ; $i_{C_4} = C_4(dU_{\text{д}}/dt)$ – ток через емкость C_4 ; $i_{R_3} = U_{\text{д}}/R_3$ – ток через резистор R_3 .

После преобразований получим

$$(0,5R_3C_2/k_1)(dU_{\text{с}}/dt) = U_{\text{д}} + (C_4R_3/k_1)(dU_{\text{д}}/dt).$$

Передачная функция дифференциатора

$$W_{\text{д}}(p) = T_{\text{д}}p / (T_1p + 1),$$

где $T_{\text{д}} = 0,5C_2R_3/k_1$ – время дифференцирования; $T_1 = C_4R_3/k_1$ – постоянная времени реального дифференцирующего звена; отношение $T_1/T_{\text{д}} = 2C_4/C_2$. Емкости C_4 – 1 мкФ и $C_2 = 2,2$ мкФ.

Следовательно, $T_{\text{д}} \approx T_1$ и передачная функция дифференциатора

$$W_{\text{д}}(p) = T_{\text{д}}p / (T_{\text{д}}p + 1).$$

Это – реальное дифференцирующее звено с коэффициентом передачи, равным 1. Для исполнения «1» модуля $R_7 = 36$ МОм, $R_8 = 3,9$ МОм.

С учетом этого $R_3 = R_7 = 36$ МОм при S_1 в положении « $\times 10$ » и $R_3 = R_7 R_8 / (R_7 +$

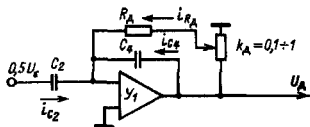


Рис. 4.44. Принципиальная электрическая схема дифференциатора

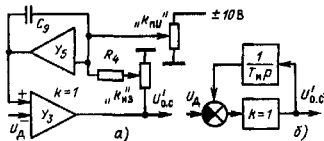


Рис. 4.45. Принципиальная электрическая (а) и структурная (б) схемы формирования $U'_{0.с}$ по входу $U_{\text{с}}$ модуля P027.1

+ R_8) = 3,52 МОм при S_1 в положении « $\times 1$ ».

Соответственно $T_{\text{д}} = 0,5C_2R_3/k_{\text{д}} = 0,5 \cdot 2,2 \cdot 36/k_{\text{д}} = 39,6/k_{\text{д}}$ при S_1 в положении « $\times 10$ » и $T_{\text{д}} = 0,5 \cdot 2,2 \cdot 3,52/k_{\text{д}} = 3,872/k_{\text{д}}$ при S_1 в положении « $\times 1$ ».

Так как $k_{\text{д}} = 0,1 \div 1$, то полный диапазон изменения

$$T_{\text{д}} \approx 4 \div 400 \text{ с.}$$

При S_1 в положении «Выкл» усилитель Y_1 охватывается глубокой отрицательной обратной связью и $U_{\text{д}} = 0$ независимо от $U_{\text{с}}$.

Выходной сигнал дифференциатора $U_{\text{д}}$ подается на вход сумматора цепи обратной связи регулирующего модуля (см. рис. 4.43, а). Вследствие этого появляется дополнительная составляющая $U'_{0.с}$ сигнала отрицательной обратной связи $U'_{0.с}$, которая уменьшает $U_{0.с}$ при формировании первого импульса включения ИМ, увеличивая пропорциональную составляющую изменения выходного сигнала регулятора.

Принципиальная электрическая схема формирования составляющей сигнала обратной связи $U'_{0.с}$ приведена на рис. 4.45, а.

Сигнал $U_{\text{д}}$ поступает на вход сумматора, охватываемого отрицательной обратной связью через интегратор, постоянная времени интегрирования которого $T_{\text{и}}$.

Передачная функция цепи формиро-

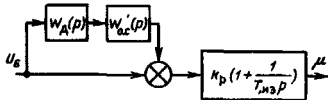


Рис. 4.46 Структурная схема формирования закона ПИД-регулирования регулятора Р27

вания $U'_{ос}$ в соответствии со структурной схемой на рис 4.45, б

$$W'_{ос}(p) = T_{из}p / (T_{из}p + 1).$$

Сигнал $U'_{ос}$ изменяется аналогично сигналу U_r . Поэтому формирование закона ПИД-регулирования регулятора можно представить в виде структурной схемы, приведенной на рис 4.46, где $k_p(1 + 1/T_{из}p)$ — передаточная функция ПИ-регулятора; $W_{\Delta}(p)$ — передаточная функция узла предварения; $W'_{ос}(p)$ — передаточная функция участка цепи ООС; μ — изменение положения исполнительного механизма; $T_{из} = T_{из}$ — постоянная времени издрорма.

Передаточная функция ПИД-регулятора

$$W_{ПИД}(p) = [W_{\Delta}(p) W'_{ос}(p) + 1] k_p [1 + 1 / (T_{из}p)].$$

После подстановки значений $W_{\Delta}(p)$, $W'_{ос}(p)$ и преобразований получаем

$$W_{ПИД}(p) = k_p [1 + 1/T_{из}p + T_{пв}p / (T_{пв}p + 1)], \quad (4.76)$$

где $k_p = k_{из} / 100 T_{из}$ — коэффициент передачи ПИД-регулятора; $T_{из}$ — постоянная времени ИМ; $T_{из}$ — постоянная времени издрорма ПИД-регулятора; $T_{пв} = T_{из}$ — постоянная времени предварения ПИД-регулятора.

Таким образом, схемой модуля Р027.1 реализуется идеальный закон ПИД-регулирования с демпфированием дифференцирующей составляющей. Коэффициенты настроек которого взаимно не связаны. Это упрощает динамическую настройку регулятора в части реализации расчетных коэффициентов.

Ограничение воздействия по сигналу рассогласования

Модуль имеет ограниченную зону работы в ПИ- или ПИД-режиме при изменении сигнала рассогласования $\pm U_{\epsilon}$.

Значение рабочей зоны при реализации закона ПИ-регулирования зависит от коэф-

фициента передачи $k_{из}$ и времени издрорма $T_{из}$, которые установлены на модуле. Это вызвано тем, что от значений $k_{из}$ и $T_{из}$ зависит максимальное значение сигнала отрицательной обратной связи при формировании первого пропорционального импульса включения ИМ.

Решая совместно (4.66) — (4.68) и (4.74), получаем максимальное значение сигнала отрицательной обратной связи

$$U_{ос макс} = T_{из} / (5k_{из}). \quad (4.77)$$

Если учесть, что по каналу обратной связи коэффициент передачи в 2 раза меньше, чем по сигналу рассогласования, то максимальное значение $U_{ос макс}$, которое может компенсировать обратная связь,

$$U_{ос макс} = T_{из} / (10k_{из}). \quad (4.78)$$

Например, если $T_{из} = 100$ с и $k_{из} = 0,5$ с/°, то

$$U_{ос макс} = 100 / (10 \cdot 0,5) = 20^\circ$$

или $(10/100) \cdot 20 = 2$ В.

Кроме того, по мере приближения $U_{ос}$ к $U_{ос макс}$ фактическое значение $k_{из}$ будет увеличиваться, так как $U_{ос}$ растет по экспоненте и скорость роста $U_{ос}$ уменьшается. При $U_{ос} \geq U_{ос макс}$ перемещение ИМ будет непрерывным.

Таким образом, коэффициент передачи k_p регулятора будет нелинейным в функции сигнала рассогласования U_{ϵ} . По мере приближения U_{ϵ} к $U_{ос макс}$ коэффициент усиления будет равен бесконечности.

Фактическое значение k_p будет близким к реализованному, если сигнал рассогласования

$$U_{\epsilon} \leq 0,5 U_{ос макс} = T_{из} / (20k_{из}).$$

При малых значениях $k_{из} (0,3 - 4,0)$ имеется ограничение по уставке длительности интегрирующих импульсов $\Delta t_{имп}$ и зоны нечувствительности $\Delta_{нч}$. При $\Delta_{нч} = \text{const}$ чем меньше $k_{из}$, тем меньше максимальное значение $\Delta t_{имп}$. Если $\Delta t_{имп}$ по шкале « $\Delta t_{имп}$ » установить больше допустимого, то возникает режим автоколебаний (модуль непрерывно срабатывает в сторону «Больше» и «Меньше» с постоянной частотой).

В свою очередь при $k_{из} = \text{const}$ максимальное значение $\Delta t_{имп}$, которое можно установить по ограничению срыва в режим автоколебаний, увеличивается с увеличением $\Delta_{нч}$.

Это объясняется тем, что напряжение положительной обратной связи $U_{ос}$ за счет которого реализуется зона возврата

трехпозиционного звена, увеличивается с уменьшением k_n . Чем меньше k_n , тем больше $U_{п.о.с}$ при одном и том же значении длительности интегрирующих импульсов $\Delta t_{имп.п}$. Это приводит к тому, что при малом значении k_n и зоны нечувствительности $\Delta_{нч}$ зона возврата Δ_v (рис. 4.41, б) трехпозиционного звена может перекрыть значение $\Delta_{нч}$ и возникнут автоколебания. Чтобы автоколебания прекратились, необходимо либо уменьшить $\Delta_{нч}$, либо уменьшить $\Delta_{имп.п}$.

Например, при $k_n = 0,3$ максимальное возможное значение $\Delta t_{имп.п}$, которое можно установить даже при $\Delta_{нч} = \Delta_{нч. макс} = 2\%$, равно $\Delta t_{имп.п макс} = 0,7$. При $k_n = 1$ можно реализовать $\Delta t_{имп.п}$ равное максимальному значению по шкале « $\Delta t_{имп}$ » ($\Delta t_{имп.п} = 1$ с), но зона нечувствительности должна быть не менее $\Delta_{нч} = 1,6\%$.

При $k_n = 2$ и $\Delta t_{имп.п} = 1$ с автоколебания отсутствуют, если $\Delta_{нч} \geq 0,5\%$; при $k_n = 3$ и $\Delta t_{имп.п} = 1$ с — если $\Delta_{нч} > 0,4\%$.

Данное ограничение по реализации $\Delta t_{имп.п}$ и $\Delta_{нч}$ необходимо учитывать при динамической настройке регулятора.

Предмонтажная проверка

Перед монтажом производится проверка и оцифровка шкал параметров настройки регулятора.

Оцифровка шкалы « k_n » коэффициента передачи. Если $x_{вх}$ измеряется в процентах, то фактическое значение k_n определяется по выражению, с/%,

$$k_n = \Delta t_{имп.п} / x_{вх}, \quad (4.79)$$

где $\Delta t_{имп.п}$ — длительность первого импульса, с.

Если $x_{вх}$ измеряется в миллиамперах в диапазоне 0–5 мА, то его значение предварительно следует выразить в процентах:

$$x_{вх} = \Delta I_{вх} \cdot 100,5$$

или определить k_n по выражению

$$k_n = \Delta t_{имп.п} / (20 \Delta I_{вх}). \quad (4.80)$$

Если $x_{вх}$ измеряется как сигнал рассогласования U_e после измерительного модуля, то

$$k_n = \Delta t_{имп.п} / (10 U_e),$$

где U_e — ступенчатое изменение U_e от начального уровня $U_e = 0$.

Для проверки фактического значения k_n необходимо ступенчато изменить входной сигнал $x_{вх}$ и определить длительность первого импульса $\Delta t_{имп.п}$ при этом предварительно установить постоянную времени пред-

варения $T_{пв} = 0$ (выключено), постоянную времени демпфирования $T_{дф} = 0$, постоянную времени изодрома $T_{из} = T_{из. макс}$ при множителе « $\times 1$ ».

Это необходимо для того, чтобы максимальное значение сигнала отрицательной обратной связи было наибольшим.

Чтобы не было автоколебаний при оцифровке малых значений шкалы « k_n », следует устанавливать зону нечувствительности $\Delta_{нч} = \Delta_{нч. макс}$, длительность интегрирующих импульсов $\Delta t_{имп.п} \leq 0,5$.

Чтобы регулятор работал в линейной зоне, значение входного сигнала $x_{вх}$ не должно превышать 10% полного диапазона.

Оцифровка шкалы « $T_{из}$ » постоянной времени изодрома. Значение $T_{из}$ определяется косвенным методом. Для определения $T_{из}$ измеряется выходное напряжение интегратора U_n цепи формирования $T_{из}$ при $k_n = 1$. Это делается путем подключения цифрового вольтметра к верхнему гнезду установки переключки для отключения $T_{из}$ относительно ОТ измерительного модуля.

При подаче на вход регулирующего модуля неизменного во времени входного сигнала U_e после первого пропорционального импульса следует чередование интегрирующих импульсов включения и пауз.

Длительность паузы $\Delta t_{пауз}$ зависит от зоны возврата Δ_v трехпозиционного звена, сигнала рассогласования и постоянной времени изодрома $T_{из}$.

Изменение напряжения U_n на выходе интегратора во времени показано на рис. 4.47.

Выходной сигнал интегратора непрерывно изменяется от $U_{макс}$ до $U_{мин}$. Зона $\Delta U = U_{макс} - U_{мин}$ зависит от уставки « $\Delta t_{имп}$ » длительности импульсов. Для определения постоянной времени изодрома при уменьшении U достаточно измерить ΔU и $\Delta t_{пауз}$, после чего значение $T_{из}$ можно определить по формуле

$$T_{из} = \Delta t_{пауз} U_{макс} / \Delta U. \quad (4.81)$$

При проверке значений $T_{из}$ значение входного сигнала U_e должно быть 1–1,5 В.

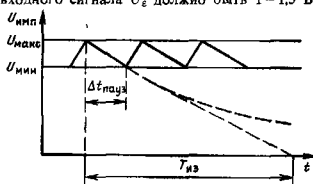


Рис. 4.47. График изменения напряжения U_n на выходе интегратора регулятора Р27

При таком сигнале уменьшение U_F происходит в линейной зоне и в то же время значение $\Delta t_{\text{пауз}}$ будет достаточно большим для более точного отсчета.

Чтобы $\Delta U = U_{\text{макс}} - U_{\text{мин}}$ (рис. 4.47) можно было измерить более точно, при оцифровке шкалы « $T_{\text{из}}$ » устанавливается $k_n = 1$, $\Delta t_{\text{всп}} = \Delta t_{\text{мин}} + \Delta t_{\text{макс}}$, $\Delta t_n = \Delta t_{\text{нч макс}}$. При этом $\Delta U = 0,15$ В и его можно точно определить цифровым вольтметром.

Оцифровка шкалы « $T_{\text{пв}}$ » постоянной времени предварения. Постоянная времени предварения $T_{\text{пв}}$ равна постоянной времени дифференцирования T_d дифференцирующего звена цепи формирования сигнала обратной связи по каналу «изменение U_d — изменение выходного сигнала U_d дифференциатора». Поэтому для проверки $T_{\text{пв}}$ достаточно определить время дифференцирования дифференциатора.

Для оцифровки шкалы « $T_{\text{пв}}$ » необходимо ступенчато подать сигнал U_L и определить время Δt , через которое $U_{\text{из}}$ уменьшась, станет равным $U_d = 0,37 U_L$. При этом $\Delta t = T_d = T_{\text{пв}}$ на данной отметке шкалы « $T_{\text{пв}}$ ».

Так как выход дифференциатора выведен на верхнее гнездо переключателя диапазона установки « $T_{\text{пв}}$ », цифровой вольтметр для измерения U_d необходимо подключать к верхнему гнезду установки перемычки «Откл.» относительно гнезда «ОТ» (см. рис. 4.39).

Оцифровка шкалы « $T_{\text{дф}}$ » постоянной времени демпфирования. Постоянная времени $T_{\text{дф}}$ проверяется на отметках шкалы по реакции сигнала рассогласования на выходе демпфера на ступенчатое изменение сигнала рассогласования на его входе.

Непосредственно измерить сигнал после демпфера нельзя, так как отсутствуют в приборе точки для его измерения. Поэтому это делается путем измерения сигнала на выходе интегратора $U_{\text{и}}$ цепи формирования напряжения отрицательной обратной связи $U_{\text{о.с.}}$, которое компенсирует сигнал рассогласования после демпфера.

Чтобы отслеживание напряжением $U_{\text{и}}$ сигнала с демпфера происходило как можно быстрее, на регуляторе необходимо устанавливать $k_n = k_{n \text{ мин}} = 0,3$, $T_{\text{вз}} = T_{\text{вз чист}}$, $\Delta t_{\text{всп}} = \Delta t_{\text{всп мин}}$ « $T_{\text{пв}}$ » — в положение «Выкл.».

При ступенчатом изменении U_e выходной сигнал демпфера изменяется по экспоненте. Его достаточно быстро компенсирует $U_{\text{о.с.}}$ и напряжение на выходе интегратора $U_{\text{и}}$ также изменяется по экспоненте с постоянной времени $T_{\text{дф}}$.

Так как на входе U_e установлен делитель с коэффициентами деления 0,5, то

$$U_{\text{и}} = 2U_e.$$

Поэтому для определения $T_{\text{дф}}$ на проверяемой отметке шкалы « $T_{\text{дф}}$ » необходимо подать на демпфер ступенчатый сигнал U_F и определить промежуток времени Δt , за который $U_{\text{и}}$ возрастет до значения

$$U_{\text{и}} = 2 \cdot 0,63 U_e = 1,26 U_e.$$

4.9. БЛОК РЕГУЛИРУЮЩИЙ АНАЛОГОВЫЙ Р17

Блок регулирующий аналоговый Р17 входит в КТС системы «Каскад 2». Блок Р17 в общем случае реализует закон ПИД-регулирования с демпфированием.

Передачная функция блока

$$W_n(p) = [k_n / (T_{\text{дф}} p + 1)] (1 + 1/T_{\text{вз}} p + T_{\text{пв}} p). \quad (4.82)$$

Блок содержит модуль регулирующий Р017.1, источник питания ИПС-01 и модуль измерительный ИМ01.1.

Измерительный модуль осуществляет суммирование и масштабирование входных сигналов.

Регулирующий модуль осуществляет формирование выходного непрерывного электрического сигнала блока в соответствии с законами П-, ПД-, ПИ- или ПИД-регулирования, двустороннее регулируемое ограничение выходного сигнала, демпфирование сигнала отклонения, а также (в комплекте с внешним блоком управления) ручное управление выходным сигналом и безударное переключение режимов работы.

Органы настройки и контроля регулятора:

- ручка « k_n » плавного изменения коэффициента передачи;
- ручка « $T_{\text{из}}$ » плавного изменения постоянной времени изодрома;
- ручка « $T_{\text{пв}}$ » плавного изменения постоянной времени предварения;
- ручка « $T_{\text{дф}}$ » плавного изменения постоянной времени демпфирования;
- ручки «Огр. мин.» и «Огр. макс.» изменения уровней ограничения выходного сигнала;

коммутационные гнезда с переключателем S_3 для дискретного изменения множителя коэффициента передачи k_n (« $k_n \times 1$ », « $k_n \times 10$ »);

коммутационные гнезда с переключателем S_1 для дискретного изменения мно-

жителя постоянной времени изотропа $T_{из}$ и отключения интегральной составляющей закона регулирования («Выкл», « $T_{из} \times 1$ », « $\times 10$ »);

коммутационные гнезда с переключателем S_2 для дискретного изменения множителя постоянной времени предварения $T_{пв}$ и отключения дифференциальной составляющей закона регулирования («Выкл», « $T_{пв} \times 1$ », « $\times 10$ »).

Рассмотрим более подробно работу модуля регулирующего Р017.1, функциональная схема которого приведена на рис. 4.48.

Модуль Р017.1 состоит из входного усилителя, интегратора, дифференциатора, нелинейного элемента, сумматора, выходного усилителя, преобразователя напряжения в ток, ограничителя выходного сигнала и узла безударного переключения режимов работы.

Входной усилитель Y_1 (рис. 4.49) построен на высокоомной интегральной микросхеме, на входе которой включено апериодическое звено R_{11}, C_2 . Коэффициент передачи $k_{п}$ плавно регулируется потенциометром R_{20} (« $k_{п}$ »), постоянная времени демп-

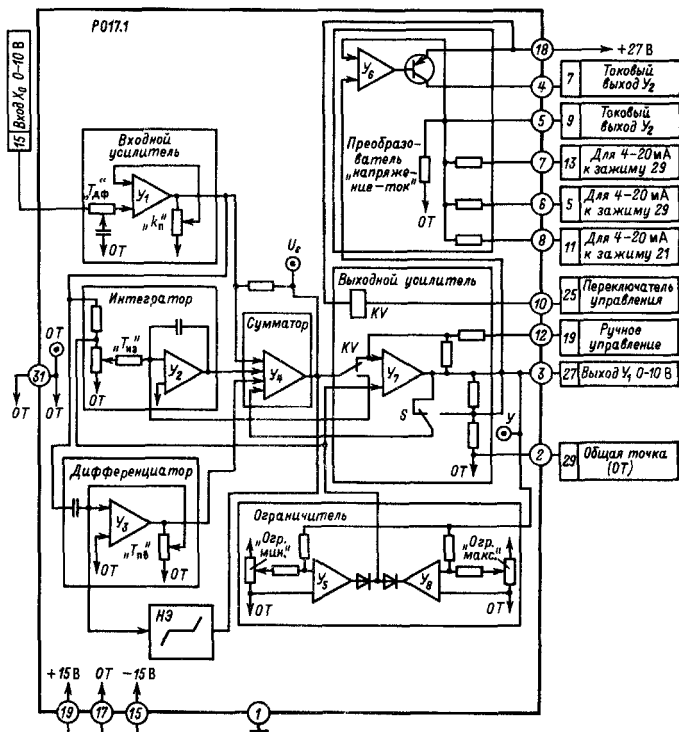


Рис. 4.48. Функциональная схема модуля регулирующего Р017.1

фирования — переменным резистором R_{11} (« $T_{дф}$ »). Входной усилитель балансируется с помощью потенциометра R_1 . Параметры k_n и $T_{дф}$ с, связаны с параметрами схемы соотношениями

$$k_n = 0,3\alpha_n/\beta, \quad (4.83)$$

$$T_{дф} = \xi R_{11} C_2, \quad (4.84)$$

где k_n равно 1 или 10 в зависимости от положения переключателя S_3 на коммутационных гнездах (« $k_n \times 1$ »; « $\times 10$ »; $\beta = 0,03 \div 1$ — доля выходного напряжения микросхемы U_1 , снимаемая с движка потенциометра R_{20} относительно общей точки схемы; ξ — доля введенной части потенциометра R_{11} ; R_{11} — полное сопротивление потенциометра R_{11} , МОм; C_2 — емкость, мкФ.

Интегратор построен на высокоомном интегральном усилителе U_2 . Постоянная времени изохрома $T_{из}$ регулируется плавно движком потенциометра R_1 (« $T_{из}$ ») и дискретно с помощью переключателя S_1 на коммутационных гнездах (« $T_{из} \times 1$ », « $\times 10$ », «Выкл.» Величина $T_{из}$ связана с параметрами схемы соотношением

$$T_{из} = R_{из} C_4 / \alpha_{из}, \quad (4.85)$$

где $\alpha_{из} = 0,1 \div 1$ — доля выходного сигнала интегратора, снимаемого с точки соединения резисторов R_3 , R_4 относительно общей точки схемы при данном положении движка потенциометра R_1 ; $R_{из} = R_3 R_4 / (R_3 + R_4)$ — сопротивление, МОм, при S_1 в положении « $T_{из} \times 1$ », $R_{из} = R_3$ — при S_1 в положении « $\times 10$ », C_4 — емкость, мкФ.

При установке переключателя S_1 на коммутационных гнездах в положение «Выкл.» выходное напряжение интегратора равно 0 при любом входном сигнале.

Интегратор балансируется с помощью потенциометра R_{18} .

Дифференциатор построен на высокоомном интегральном усилителе U_3 . Постоянная времени предварения $T_{пв}$ регулируется плавно потенциометром R_{21} (« $T_{пв}$ ») и дискретно с помощью переключателя S_2 (« $T_{пв} \times 1$ », « $\times 10$ », «Выкл.» Величина $T_{пв}$ с, связана с параметрами схемы соотношением

$$T_{пв} = R_1 C_1 / \alpha_{пв}, \quad (4.86)$$

где $\alpha_{пв} = 0,1 \div 1$ — доля выходного напряжения усилителя U_3 , снимаемого с точки соединения резисторов R_{26} , R_{27} относительно общей точки схемы при данном положении движка потенциометра R_{21} ; $R_1 = R_{15} R_{16} / (R_{15} + R_{16})$ — сопротивление, МОм, при S_2 в положении « $T_{пв} \times 1$ », $R_1 =$

$= R_{15}$ — при S_2 в положении « $\times 10$ »; C_1 — емкость, мкФ.

При установке переключателя S_2 в положение «Выкл.» выходное напряжение дифференциатора равно 0 при любом входном сигнале.

Дифференциатор балансируется с помощью потенциометра R_{19} .

Нелинейный элемент в цепи отрицательной обратной связи, охватывающей сумматор и дифференциатор при большом выходном сигнале дифференциатора, содержит встречно-параллельно включенные диоды VD_2 , VD_3 .

Сумматор выполнен на усилителе U_4 . Выходные сигналы интегратора и дифференциатора, а также сигнал отрицательной обратной связи с выхода усилителя подаются на инвертирующий вход U_4 . Выходной сигнал входного усилителя U_1 и сигнал местной отрицательной обратной связи подаются также на инвертирующий вход усилителя U_4 .

Выходной усилитель U_7 выполнен на интегральной микросхеме и транзисторе VT_3 , работающем в режиме эмиттерного повторителя. Выходной сигнал эмиттерного повторителя поступает на выход блока по напряжению U_1 (0–10 В) и на вход усилителя U_6 преобразователя напряжения в ток. Выходной усилитель и сумматор охвачены отрицательной обратной связью через резистор R_{41} . Степень этой связи дискретно изменяется с помощью переключателя S_3 (« $\times 1$ », « $\times 10$ »), при этом дискретно изменяется коэффициент передачи блока k_n .

Преобразователь напряжения в ток выполнен на усилителе U_6 и транзисторах VT_1 , VT_2 , охваченных глубокой отрицательной обратной связью, снимаемой с резистора R_{60} при диапазоне выходного сигнала 0–5 мА. При диапазонах выходного сигнала 0–20 мА; 4–20 мА параллельно R_{60} с помощью внешних переменных подключаются резисторы соответственно R_{66} , R_{67} . Начальный уровень диапазона 4–20 мА задается от источника опорного напряжения — 10 В, расположенного в измерительном модуле, через резистор R_{68} с помощью переключки на зажимах блока. Ток коллектора транзистора VT_2 подается на токовый выход U_2 блока.

Ограничитель выходного сигнала содержит интегральные микросхемы U_5 и U_8 , работающие в режиме пороговых элементов, и источник опорного напряжения — 10 В, собранный на транзисторе VT_4 . Опорное напряжение подается на потенциометры R_{32} («Огр. мин.») и R_{72} («Огр. макс.»), с помощью которых устанавливаются соответствующие уровни ограничения. Напряжение

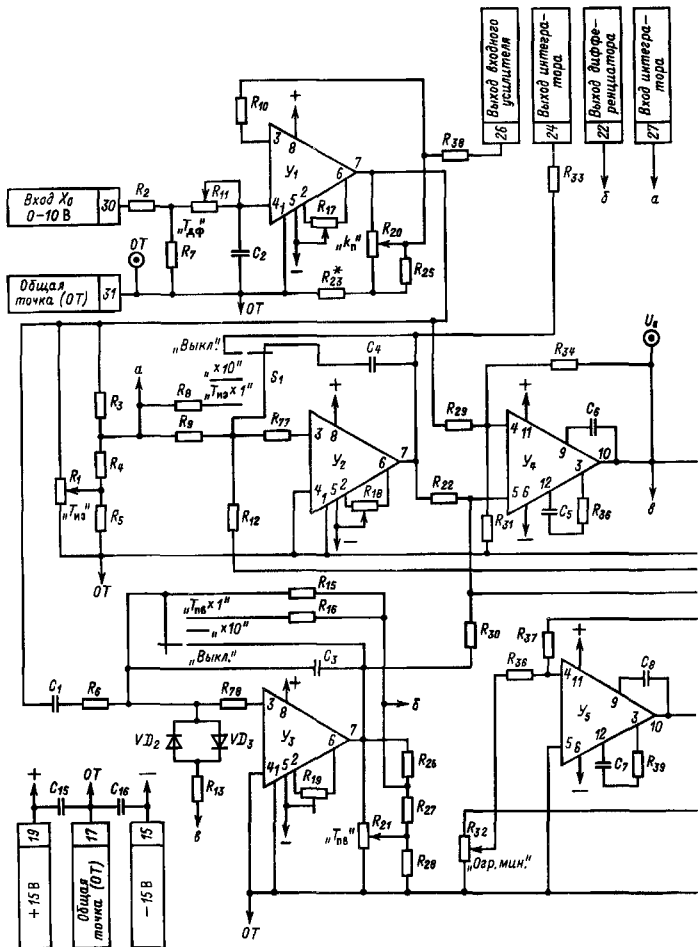


Рис. 449. Принципиальная электрическая



с выхода пороговых элементов через диоды VD_6 , VD_9 и симметричный стабилитрон VD_8 подается на вход выходного усилителя $У_7$, а через диоды VD_7 , VD_{10} на вход усилителя $У_2$ интегратора.

Узел безударного переключения режимов работы содержит реле KV с переключающим контактом.

В режиме ручного управления (при срабатывании реле KV) на вход выходного усилителя через резистор R_{44} подается сигнал $0 \div 10$ В постоянного тока от внешнего блока управления. Сигнал, пропорциональный выходному сигналу выходного усилителя, через резистор R_{41} поступает на сумматор, а с его выхода через контакт реле KV на вход интегратора, который отслеживает выходной сигнал блока, обеспечивая безударность переключения с ручного управления на автоматическое. При отключенной интегральной составляющей закона регулирования (при законах П- и ПД-регулирования) безударность переключения с ручного управления на автоматическое не обеспечивается.

Основными параметрами настройки блока являются коэффициент передачи k_n , постоянная времени издрорма $T_{из}$ и постоянная времени предварения $T_{пр}$.

В зависимости от уровня пульсаций регулируемых параметров необходимое значение постоянной времени демпфирования устанавливают органом настройки ($T_{дф}$).

Если по технологическим требованиям полный диапазон изменения выходного сигнала недопустим, при настройке устанавливают нужный диапазон ручками «Огр. мин.», «Огр. макс.».

Проверка и настройка параметров блока регулирующего Р17 системы «Каскад 2» не имеет принципиальных отличий от методов проверки и настройки параметров блока регулирующего Р12 системы «Каскад» (см § 4.7).

При подготовке к включению блока Р17 в работу на действующем оборудовании рекомендуется выполнять ряд подготовительных и контрольных операций в следующей последовательности:

1) внешний переключатель управления автоматической системы регулирования с блоком Р17 установить в положение ручного управления (реле KV отпущено);

2) выдвинуть шасси блока из корпуса и установить органы настройки в расчетные положения. Убедиться, что внешнее потенциометрическое задающее устройство установлено в среднее положение;

3) включить напряжение питания блока и всех связанных с ним устройств и выждать не менее 5 мин;

4) в режиме ручного управления вывести регулируемые параметры на уровень, близкий к заданному К контрольными гнездам U_e , OT и Y подключить вольтметры постоянного тока с внутренним сопротивлением не менее 10 кОм (например, Ц-4313 на шкале 1,5 В для гнезда U_e и 15 В для гнезда Y). Когда регулируемая величина становится равной заданному значению, сигнал отклонения U_r должен быть равен нулю. В случае необходимости следует подстроить баланс ручкой «Уст. Ф»;

5) зафиксировать значение выходного сигнала Y . Перевести внешний переключатель в положение автоматического управления (реле KV срабатывает) и через 3–5 с зафиксировать новое значение сигнала Y . Оно не должно отличаться от первоначального более чем на 1 В, если в блоке установлен закон ПИ- или ПИД-регулирования. В противном случае следует вернуться на ручное управление, а блок снять со щита для выяснения причин несоответствия.

При законах П- и ПД-регулирования измерение выходного сигнала при переключении на автоматическое управление зависит от сигнала отклонения U_e и установленного значения k_n . В этом случае переключение следует производить при $U_r = Y k_n$. В (полярность положительная),

6) проверить работоспособность системы и правильность настройки блока. Для этого с помощью внешнего потенциометрического задающего устройства подать возмущения допустимого значения сначала одного, а затем другого знака. По контрольно-измерительным приборам, имеющимся на объекте, а также по вольтметру, подключенному к гнездам $U_e - OT$, убедиться в правильном функционировании системы регулирования и требуемом качестве переходных процессов. При необходимости произвести настройку параметров настройки блока. Изменение положения органов настройки рекомендуется производить в режиме ручного управления во избежание резких изменений выходного сигнала блока;

7) при переключении блока на ручное управление нагрузкой орган ручного управления необходимо предварительно установить в положение, соответствующее выходному сигналу блока;

8) в целях повышения надежности рекомендуется перед включением блока в постоянную эксплуатацию произвести в период пуска наладочных работ наработку в течение 96 ч.

4.10. РЕГУЛИРУЮЩИЙ ПРИБОР Р25

Регулирующий прибор Р25 входит в состав КТС системы «Контур». Он реализует в комплекте с ИМ постоянной скорости закон ПИ-регулирования с демпфированием входного сигнала (4.87).

Приборы Р25 работают в комплекте с дифференциально-трансформаторными датчиками, термосопротивлениями, термоэлектрическими термометрами и унифицированными токовыми преобразователями на 0–5, 0–20 мА, а также 0–10 В (последний подается на специальный вход).

При включении по специальной схеме приборы могут работать с реостатными и ферродинамическими датчиками.

Приборы выпускаются в двух исполнениях: со встроенным индикатором положения ИМ и без него.

Приборы Р25 работают в комплекте с пускателями = 24/~220 В и ИМ типа МЭО; магнитными усилителями У-101 и ИМ типа МЭОБ, электрогидравлическими ИМ типа ГИМ, а также могут непосредственно управлять ИМ с электродвигателями мощностью не более 80 В·А.

Приборы Р25 имеют модификации Р25.1.1, Р25.1.2, Р25.2.1, Р25.2.3, Р25.3.1, Р25.3.2.

Функциональная схема прибора Р25 приведена на рис. 4.50.

Она содержит измерительный блок Р-012 или Р-013 и регулирующий блок Р-011, одинаковый для всех модификаций приборов.

Измерительный блок Р-012 одинаков для приборов Р25.1 и Р25.2. Модификации измерительных схем реализуются за счет

различной коммутации разъемов и подключения дополнительных элементов.

Измерительный блок включает в себя сумматор 1, нормирующий операционный усилитель 2, построенный на интегральной микросхеме (ИМС), и стабилизированный источник напряжения постоянного тока 3.

В сумматоре измерительного блока Р-012 суммируются сигналы от датчиков (дифференциально-трансформаторных или токовых) и сигнал от моста «датчик — корректор». Суммарный сигнал выпрямляется, фильтруется и поступает на вход нормирующего операционного усилителя.

Электронный блок Р-011 предназначен для формирования закона регулирования и коммутации выходных цепей.

Он включает в себя демпфер 4, суммирующий усилитель 5, схему сравнения 6, выходные ключи 7, операционный усилитель обратной связи 8, инерционное звено блока отрицательной обратной связи 9.

Сигнал рассогласования с измерительного блока поступает на демпфер 4, представляющий собой RC-звено с регулируемой постоянной времени демпфирования $T_{дф}$.

С выхода демпфера сигнал поступает на вход суммирующего усилителя 5, выполненного на ИМС, где суммируется с сигналом обратной связи, поступающим с выхода звена 9. Работа звена обратной связи прибора Р25 аналогична работе звена обратной связи регулирующего блока РБИ (см. рис. 4.10).

Усилитель 5 имеет переключательную функцию аperiodического звена первого порядка с коэффициентом усиления $k \approx 10$.

Далее сигнал поступает на один из двух триггеров схемы сравнения 6 в зависимости от полярности сигнала на выходе усилителя

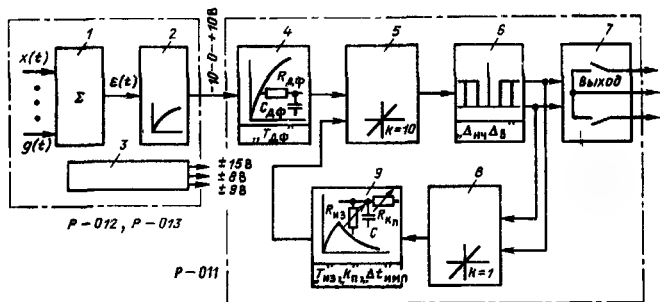


Рис. 4.50. Функциональная схема регулирующего прибора Р25

5. Схема сравнения имеет регулируемые зону нечувствительности $\Delta_{нч}$ и зону возврата (неоднозначности) $\Delta_{\text{н}}$. При сигнале рассогласования, превышающем порог срабатывания, на выходе схемы сравнения скачком появляется сигнал, который подается на выходные ключи 7 и в цепь отрицательной обратной связи. В зависимости от полярности сигнала на входе электронного блока открывается один из выходных ключей и коммутируется внешняя цепь.

Однополярные сигналы схемы сравнения преобразуются в операционном усилителе 8, построенном на интегральной микросхеме и имеющем коэффициент усиления $k=1$, в двухполярные и подаются на вход инерционного звена 9. Инерционное звено 9, построенное на высокоомном усилителе, сдвоенном полевом транзисторе и интегральной микросхеме, выполняет функции звена отрицательной обратной связи.

Звено отрицательной обратной связи имеет регулируемые параметры: $k_{\text{н}}$ — коэффициент передачи; $T_{\text{из}}$ — постоянную времени изодрома; $\Delta t_{\text{имп}}$ — длительность импульса.

Работа звена обратной связи при скачкообразном сигнале рассогласования. Сигнал отрицательной обратной связи с выхода звена 9 поступает на вход суммирующего усилителя 5 для компенсации сигнала рассогласования. При этом сигнал на входе схемы сравнения уменьшается до значения порога срабатывания. Выходные ключи закрываются и сигнал обратной связи становится равным нулю. Наступает пауза.

Длительность первого импульса $\Delta t_{\text{имп}}$ зависит от значения сигнала рассогласования и скорости компенсации его сигналом отрицательной обратной связи (скорости связи $V_{\text{св}}$). Время паузы $\Delta t_{\text{пауз}}$ определяется значением постоянной времени изодрома $T_{\text{из}}$.

После отключения сигнала обратной связи сигнал с выхода звена 9 начинает плавно уменьшаться, а сигнал на входе схемы сравнения возрастает до порога срабатывания, в результате чего открывается выходной ключ и подается сигнал обратной связи в звено 9. Цикл повторяется.

Чередование импульсов и пауз будет продолжаться до тех пор, пока сигнал рассогласования не окажется в пределах зоны нечувствительности $\Delta_{нч}$.

Таким образом, блок формирует на своем выходе последовательность импульсов и пауз. Интегрирование импульсов при помощи ИМ постоянной скорости позволяет получить пропорционально-интегральный закон регулирования.

Длительность импульсов на выходе зве-

на 9 регулируется при помощи сигнала дополнительной положительной обратной связи, поступающего на вход усилителя 5 и расширяющего зону возврата $\Delta_{\text{н}}$ схемы сравнения при срабатывании блока. Во время паузы этот сигнал отсутствует.

При выключении звена обратной связи блок Р-011 выполняет функции трехпозиционного релейного элемента.

Предмонтажная проверка

При проведении предмонтажной проверки определяют пригодность регулирующих приборов и вспомогательных устройств (датчиков, задатчиков, коммутирующих изделий) к монтажу. Качество проведения этого этапа работ во многом определяет качество и надежность работы автоматической системы.

В процессе предмонтажной проверки регулирующих приборов выполняют работы по внешнему осмотру, проверке общей работоспособности приборов и градуировке характеристик органов настройки.

Для проведения проверки регулирующих приборов Р25 необходимо следующее оборудование (рис. 4.51): U_3 — вольтметр 0—15 В постоянного тока класса точности не хуже 0,5; U_1 — вольтметр 0—300 В переменного тока; U_2 — вольтметр 0—30 В постоянного тока; резисторы 115 Ом, 10 Вт — 2 шт.; резисторы 100 Ом, 2 Вт — 2 шт.; магазин сопротивлений — 2 шт.; датчик дифференциально-трансформаторный, реостатный или ферродинамический; U_4 — милливольтметр ламповый переменного тока 0—1 В; секундомер; U_5 — вольтметр постоянного тока со шкалой 75 мВ.

Вольтметры U_1 , U_2 , U_3 могут быть заменены одним многопредельным.

Вольтметр U_4 необходим только при ремонте приборов.

Для проверки прибора Р251 следует собрать схему, приведенную на рис. 4.51, а. Переключатель станции управления на передней панели прибора установить в положение «А» автоматическое.

Ручки « k_1 », « k_2 », « k_3 » потенциометров измерительного блока Р-012 установить в крайнее левое положение; ручку «Корректор» потенциометра — в среднее положение.

На регулирующем блоке Р-011 ручки всех потенциометров установить в крайнее левое положение; кнопку переключателя режима работ нажимают, кнопку « $T_{\text{из}}$ » отжимают.

Подать напряжение ~220 В (фаза на зажим 1).

Проверку следует начинать с анализа исправности встроенного задатчика (подклю-

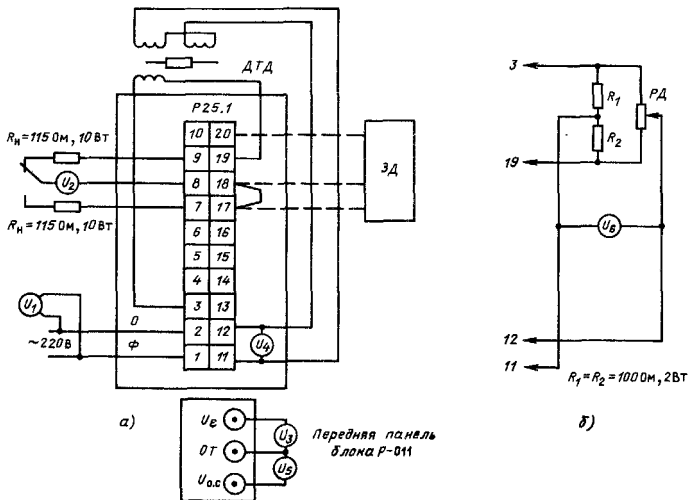


Рис. 4.51. Схемы для проверки приборов Р25.1:

а — с дифференциально-трансформаторными датчиками (ДТД); б — подключение реостатного датчика (РД)

чение внешнего задачика ЗД на рис. 4.51, а показано пунктиром).

При повороте ручки «Задание» вправо или влево прибор балансируют, при этом световые диоды «Выход» на панели блока Р-011 должны погаснуть. Повернуть ручку «Задание» относительно положения баланса на 0,5% вправо — при этом загорается светодиод «Больше»; при повороте этой ручки влево на 0,5% загорается светодиод «Меньше». Одновременно следует контролировать напряжение на зажимах 7, 8 и 8, 9 по вольтметру U_2 на нагрузочных сопротивлениях 115 Ом, 10 Вт. Оно должно быть равно 21–27 В постоянного тока. Ручку «Задание» вернуть в положение баланса. При этом напряжение на зажимах 7, 8 и 8, 9 должно быть не более 0,5 В.

Аналогично проверяют работоспособность потенциометра «Корректор» и внешнего задачика.

При этом следует убедиться, что светодиоды загораются при повороте задачика не более чем на 0,5%, т. е. в пределах минимальной зоны нечувствительности регулирующего прибора.

Затем ручку «Зона» потенциометра повернуть вправо до упора (5%). Включение сигнальных светодиодов должно происходить при повороте задачика в обе стороны от баланса не более чем на +2,5%.

Ручку «Зона» потенциометра вернуть влево до упора, а «Задачик» в положение баланса.

На рис. 4.52, а в приведены усредненные статические характеристики потенциометров «Задание», «Корректор» и «Зона» регулирующих приборов Р25.

Из статических характеристик видно, что при правом (или левом) крайнем положении ручки потенциометра «Корректор» при входном сигнале $U_{вх} = 1000$ мВ (рис. 4.52, б) на выходе измерительного блока должен быть нормированный сигнал $U_{вых} = 10$ В. Следовательно, коэффициент передачи измерительного блока

$$k = U_{вых} / U_{вх} = 10.$$

Статической характеристикой, приведенной на рис. 4.52, в, можно пользоваться при определении зоны нечувствительности регу-

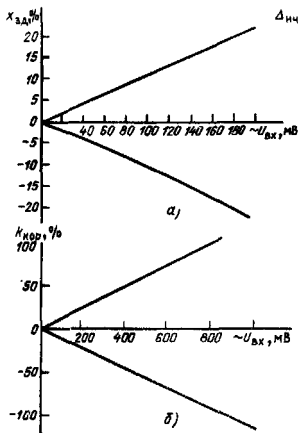


Рис. 4.52. Статические характеристики потенциометров «Задание» (а), «Корректор» (б) и «Зона» (в) прибора Р25

лирующего прибора, работающего в комплексе с датчиками естественных сигналов.

Для проверки работоспособности потенциометров «Чувствительность» (k_1 , k_2 , k_3) датчик (или датчики) подключают поочередно к зажимам 11, 12; 13, 14, 14, 15. Питание датчика подается с зажимов 3, 19 (рис. 4.51, а).

Если прибор будет работать с реостатными датчиками, то вместо дифференциально-трансформаторного датчика на рис. 4.51, а подключают реостатный датчик по схеме на рис. 4.51, б.

Проверку производят следующим образом.

Повернуть соответствующую ручку потенциометра «Чувствительность» в некоторое положение от крайнего левого. Изменить сигнал от датчика. Плавно вывести потенциометр «Чувствительность» до 0; на вольтметре U_3 напряжение должно плавно уменьшаться также до 0. При этом ручки «Корректор» и «Задание» потенциометров остаются в положении баланса. По напряжению U_4 контролируют работоспособность датчиков.

Одновременно с этой операцией снимают характеристики датчиков, в комплексе с которыми будет работать проверяемый регулирующий прибор. Характеристики снимаются при крайнем правом положении

ручек «Чувствительность» соответствующих потенциометров.

При этом на датчик с имитатора подают значение параметра во всем диапазоне его изменения или производят линейное перемещение датчика (реостатного), а выходной сигнал снимают с вольтметра U_4 или предпочтительнее с U_3 , так как при этом учитываются погрешности, вносимые регулирующим прибором в систему регулирования.

Далее проверяют функционирование узлов прибора, определяющих параметры динамической настройки. При этом ручки k_1 , k_2 , k_3 потенциометров «Чувствительность» измерительного блока следует установить в крайнее левое положение, а ручки «Задание» и «Корректор» — в положение, обеспечивающее состояние баланса регулирующего прибора.

Ручку k_n потенциометра установить в положение «5 дел.». Ручку T_n — в положение «5 с». Задатчик повернуть на 2% (в любую сторону). Отжать кнопку переключателя рода работ, т. е. установить закон ПИ-регулирования. При этом один из светодиодов загорается на 5–8 с (замеряют секундомером), затем гаснет и дальше включается импульсами. Повернуть вправо на несколько делений ручку «Импульс», при этом импульсы и время между их появлением увеличиваются.

Повернуть вправо на несколько делений ручку «Т_н», при этом увеличиваются паузы между импульсами. При нажатии кнопки «Т_н» паузы между импульсами увеличиваются примерно в 10 раз.

Проверить работу станции управления. Для этого переключатель управления следует установить в положение «Р» — ручное. При повороте ключа ручного управления «Больше» и «Меньше» замерить выходное напряжение на зажимах 7, 8; 8, 9. Оно должно находиться в пределах 22—29 В.

Для проверки прибора Р25.2 необходимо собрать схему, приведенную на рис. 4.53.

Ручки «k₁», «k₂» и «k₃» потенциометров блока Р-012 и ручки всех потенциометров блока Р-011 установить в левое крайнее положение. Кнопку переключателя режима работ нажать, кнопку «Т_н» отжать.

Подать напряжение ~ 220 В. Прибор сбалансировать корректором при среднем положении задачика.

Проверить мост первого термометра сопротивления. Для этого на магазине сопротивлений МС₁ установить сопротивление 75 Ом, что соответствует температуре 100°C. Повернуть ручку «k₂» потенциометра вправо до упора. При увеличении сопротивления на МС₁ загорается светодиод «Меньше», а при уменьшении «Больше». Разность сопротивлений, при которых включаются светодиоды, не должна быть больше 0,4 Ом.

Проверить мост второго термометра сопротивления. Для этого магазин сопротивлений МС₂ отключить от зажимов 11, 12, 20. На МС₂ установить сопротивление 53,6 Ом, что соответствует нулевой температуре. Ручку «k₂» потенциометра перевести в левое крайнее положение, а ручку «k₃» — до упора вправо. Прибор сбалансировать корректором.

Включение светодиодов при изменениях сопротивления на МС₂ проверяют так же, как и для МС₁.

Дальнейшая проверка блока Р-011 и встроенной станции производится аналогично проверке прибора Р25.1.

Проверка монтажа. Напряжение питания должно быть подведено к зажимам 1—2, причем фаза подключается на зажим 1.

Питание первичных обмоток дифференциально-трансформаторных датчиков и индикатора по положения ИМ осуществляется от зажимов 3, 19.

Внешний индикатор положения ИМ подключают на зажимы 5, 20. Зажим 20 является общей точкой схемы, гальванически не связанной с корпусом («Землей») прибора, выходными цепями и цепями питания.

При отсутствии внешнего задачика на зажимы 17, 18 ставят перемычку. В этом случае диапазон встроенного задачика составляет 20%. При подключении внешнего задачика перемычку снимают и диапазон каждого задачика будет равен 10%.

При использовании встроенного источника постоянного напряжения 24 В нагрузку (магнитный пускатель и т. д.) подключают на зажимы 7—9. При использовании внешнего источника напряжения ~ 220 В фазу «Ф» подключают на зажим 10, а «Ф» — на зажим 8 и управляющее напряжение снимают с зажимов 7 и 10 или 9 и 10.

Индуктивные нагрузки регулирующего прибора индантируют RC-цепями, подключение которых производят непосредственно к катушкам пусковых устройств. Предварительно делают проверочный расчет или замер мощности нагрузки.

Измерительные и слаботочные цепи, подключаемые к зажимам 3—5, 4, 11—20 регулирующих приборов, выделяют в отдельный от силовых цепей (подключенных к зажимам 1, 2, 6—10) кабель или несколько кабелей.

Сопротивление изоляции, измеренное мегаомметром на 500 В, между отдельными жилами и каждой жилой и землей для внешних цепей должно быть не менее 40 МОм.

Регулирующие приборы заземляют при помощи специального винта на корпусе прибора.

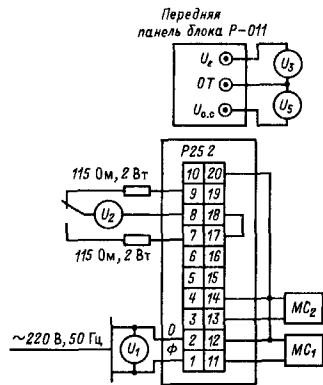


Рис. 4.53. Схема для проверки регулирующих приборов Р25.2

При осмотре монтажа системы проверяют правильность установки датчиков, воздухо- и влагоотделителей импульсных проводов, отсутствие недопустимых значений вибраций, температурных и других воздействий, вызывающих дополнительную погрешность измерений, правильность выполнения сочленения ИМ с регулирующим органом.

Проверяют схему подключения ИМ, указателя положения, линии связи между ИМ и регулирующим прибором.

4.11. РЕГУЛИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА БРАР1 И БРАА1

Регулирующие устройства БРАР1 и БРАА1 выполнены в виде отдельных блоков комплекса КМ2201 контроля и регулирования с переменной структурой.

Блок БРАР1 формирует на выходе импульсные сигналы и в комплекте с ИМ постоянной скорости реализует закон ПИ-регулирования.

Передаточная функция блока

$$W_n(p) = k_n [1 + 1/(T_{ин}p)]. \quad (4.87)$$

Коэффициент усиления определяется выражением (4.19).

Блок БРАА1 предназначен для формирования на выходе непрерывного сигнала и реализует закон ПИД-регулирования.

Передаточная функция блока

$$W_n(p) = k_n [1 + 1/(T_{ин}p) + T_{пв}p]. \quad (4.88)$$

Принципиальная электрическая схема блока БРАА1 не имеет существенных отличий от схемы регулирующего блока аналогового РБА комплекса АКЭСР. Отличие состоит лишь в том, что блок не имеет демпфирующего устройства входного сигнала. Для демпфирования сигнала в составе комплекса КМ2201 имеется блок БМАД1.

На передней панели блока БРАА1 размещены основные органы настройки.

ручка « k_n » потенциометра настройки коэффициента передачи,

ручка « $T_{ин}$ » потенциометра настройки постоянной времени изодрома;

ручка « $T_{пв}$ » потенциометра настройки постоянной времени предварения;

ось потенциометра установки нуля «0»;

оси потенциометров ограничения соответственно верхнего и нижнего уровней выходного сигнала «ВУ» и «НУ».

Настройка блока БРАА1 не имеет принципиальных отличий от настройки аналогового блока РБА.

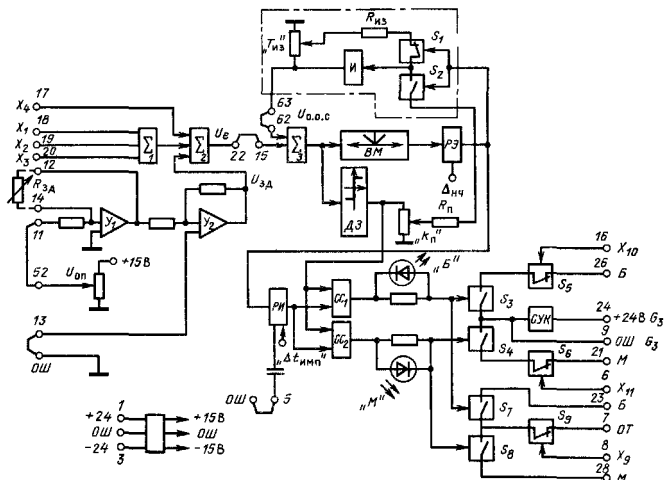


Рис. 4.54. Функциональная схема блока БРАР1

Функциональная схема блока БРАР1 приведена на рис. 4.54.

Основные органы настройки размещены на передней панели блока:

ручка «Импульс» для установки длительности выходных импульсов;

ручка «Зона» для установки зоны нечувствительности;

ручка « k_{Δ} » для установки коэффициента передачи;

ручка « $T_{из}$ » для установки постоянной времени изодрома.

Сигнал рассогласования U_{ϵ} в блоке БРАР1 формируется на инвертируемых сумматорах Σ_1 и Σ_2 .

Входные сигналы $X_1 - X_3$ («Переменная») в диапазоне 0–10 В и входной аналоговый сигнал X_4 («Задание») в том же диапазоне подаются относительно общей шины ОШ. Предусмотрено формирование задания от пассивного датчика $R_{зд} = 0 \div 20$ кОм. Формируемый сигнал задания

$$U_{17} = 10R_{зд}/20 = R_{зд}/2.$$

Если пассивный датчик отсутствует, то перемычки 11, 57 нет, зажимы 12 и 14 закорочены между собой, зажим 11 подключается к ОШ.

Узел демпфирования сигнала U_{ϵ} в БРАР1 отсутствует. Если это необходимо, вместо перемычки 22, 15 подключается демпфирующий блок БМАФ1. В отличие от регулирующих блоков РБИ и Р21 управляющие импульсы «Б» и «М» первоначально формируются без адреса направления срабатывания ИМ, затем производится распознавание направления «Б» или «М».

Безадресные импульсы формируются за счет охвата цепью ООС сумматора Σ_3 , выделителя модуля ВМ и релейного элемента РЭ. Выделитель модуля повторяет с одной и той же полярностью разнополярный входной сигнал. Релейный элемент двухпозиционный с регулируемой зоной нечувствительности « $\Delta_{нч}$ ». При изменении $\Delta_{нч}$ пропорционально изменяется зона возврата $\Delta_{\text{в}}$ релейного элемента РЭ.

Цепь ООС представляет собой интегратор И, режимом работы которого через ключи S_1 и S_2 управляет выходной сигнал РЭ. Выходной сигнал И является сигналом отрицательной обратной связи $U_{о.о.с.}$ Если абсолютное значение $|U_{\epsilon} - U_{о.о.с.}| > \Delta_{\Delta}/2$, то S_2 замкнут, S_1 разомкнут. На вход И через делитель « k_{Δ} » и сопротивление R_{Δ} поступает постоянный во времени сигнал с выхода дискриминатора знака ДЗ (релейный элемент), полярность выходного сигнала которого противоположна полярности выходного сигнала Σ_3 . Сигнал $U_{о.о.с.}$ начинает возрастать

с постоянной скоростью в сторону компенсации U_{ϵ} . Сигнал обратной связи $U_{о.о.с.}$ значение которого плавно регулируется делителем « k_{Δ} » и дискретно — сопротивлением R_{Δ} , начинает возрастать с постоянной скоростью в сторону компенсации U_{ϵ} . Полярность выходного сигнала РЭ в этот момент соответствует команде включения ИМ без указания в сторону «Б» или «М».

Когда $U_{о.о.с.}$ достигает значения, при котором $|U_{\epsilon} - U_{о.о.с.}| \leq \Delta_{\Delta}/2$, полярность выходного сигнала РЭ изменится, что означает окончание импульса включения ИМ. Контакт S_1 замкнется, S_2 разомкнется. Сигнал $U_{о.о.с.}$ начнет уменьшаться по экспоненте, постоянная времени которой плавно регулируется делителем « k_{Δ} » и дискретно — сменой сопротивления R_{Δ} . При возрастании $U_{о.о.с.}$ формируется длительность пропорционального и интегрирующих импульсов включения ИМ; при уменьшении $U_{о.о.с.}$ формируется длительность паузы между импульсами. Делитель « k_{Δ} » оцифрован в единицах шкалы « k_{Δ} », делитель « k_{Δ} » — в единицах шкалы « $T_{из}$ ».

Изменение множителей шкал за счет смены номинальных значений сопротивления R_{Δ} и $R_{из}$ производится путем соответствующей раскладки перемычек на плате блока. Длительности интегрирующих импульсов включения зависят от значений « k_{Δ} » и « Δ_{Δ} ». Последнее вызвано тем, что при изменении « Δ_{Δ} » изменяется зона возврата РЭ.

Для увеличения длительностей интегрирующих импульсов предусмотрен расширитель импульсов (РИ).

Расширение импульсов происходит за счет искусственной задержки окончания импульса на выходе РИ. Длительность задержки зависит только от положения ручки « $\Delta_{\text{зап}}$ » — «Импульс». Период между началом импульсов остается неизменным, и, следовательно, ввод задержки приводит к уменьшению времени изодрома « $T_{из}$ ». Без перемычки с зажима 5 на ОШ расширения импульсов не будет.

Распознавание направления импульса включения ИМ производится в зависимости от полярности выходного сигнала ДЗ логическими схемами сравнения СС₁ и СС₂. Сигналы с логических схем одновременно управляют состоянием двух пар ключей выходных цепей блока. Ключи S_3 и S_4 коммутируют на зажимах 26 или 21 сигнал — 24 В относительно зажима 24. Для работы схемы управления ключами СУК на зажимы 24 и 9 должно быть подано постоянное напряжение 24 В либо от внешнего источника Г, либо от внутреннего источника СН питания блока. Ключи S_7 и S_8 второго выхода оп-

тронные и работают как «сухие» контакты. Входные сигналы $X_9 - X_{11}$ через контакты внешних цепей позволяют включать любой из выходных каналов блоков. Для этого соответствующий вход соединяется с общей шиной ОШ.

Блок питается напряжением $+24$ В и -24 В относительно ОШ. Элементы схемы питаются напряжением стабилизатора СН, на выходе которого относительно ОШ формируется стабилизированное напряжение $+15$ В и -15 В.

Для управления реверсивным бесконтактным пускателем (ПБР) лучше использовать выход блока по напряжению. Он более мощный по коммутируемому току. В блоке отсутствует переключатель фазировки и фазировка направления перемещения ИМ осуществляется соответствующим подключением управляющих сигналов к ПБР. На БРАР1 световод «Б» горит, когда параметр выше заданного значения.

Для работы блока в режиме ПИ-регулирования необходима перемычка между контактами 63 и 67. Без перемычки он реализует трехпозиционный закон регулирования с регулируемой зоной нечувствительности. Практически всегда требуется ввод расширения импульсов. Для работы расширителя необходима перемычка между контактом 5 и ОШ.

Если используется 100%-ный пассивный датчик $0-20$ кОм, то при $U_{зд} = 10$ В и $R_{зд} = 20$ кОм значение задания устанавливается путем изменения опорного напряжения $U_{оп}$. Если требуется изменить задание в диапазоне $U_{мин} - U_{макс}$, последовательно с $R_{зд}$ необходимо установить добавочное сопротивление

$$R_1 = 20U_{мин} / (U_{макс} - U_{мин})$$

После этого при $R_{зд} = 20$ кОм регулировкой $U_{оп}$ необходимо добиться $U_{зд} = U_{макс}$.

Для смены множителей шкал « k_n » и « G_n » необходимо разбирать корпус блока и изменять расайку перемычек на его плате. Это очень неудобно, особенно когда в процессе коррекции настроек необходимо перейти на другой множитель. Поэтому необходимо заранее знать возможный диапазон уставок динамической настройки и установить необходимые перемычки.

При динамической настройке АСР необходимо учитывать, что ввод расширения импульсов приводит к уменьшению фактического значения $T_{дф}$ по сравнению со значением, установленным по шкале « $T_{дф}$ ». Это особенно заметно при малых значениях k_n и Δ_v , когда зона возврата РЭ мала и интегрирующие импульсы очень короткие. Чтобы

ИМ перемещался от интегрирующих импульсов, их длительность необходимо увеличивать в 5–10 раз и соответственно во столько же раз уменьшать фактическое значение $T_{инт}$.

После настройки отдельных блоков производят наладку АСР в целом, реализованной на аппаратуре комплекса КМ2201, по контурам регулирования.

Подготовка к работе. Установить блочные кардасы с блоками на соответствующие позиции поворотных рам шкафа, укрепить их винтами.

Убедиться в правильности внешнего монтажа на зажимах для внешних подключений комплекса. Особое внимание обратить на правильность монтажа цепей, соединенных с тиристорными выходами блоков БМАС2, БРАР1, БРАУ1, БУРР4. Неверный монтаж этих цепей может привести к выходу из строя блоков комплекса. Включать устройства-приемники, подключенные к тиристорным выходам указанных блоков, следует только после проверки монтажа.

Порядок работы. Включить контуры регулирования комплекса в рабочий режим.

Установить расчетные параметры настройки k_n , $T_{инт}$, $T_{об}$, $T_{дф}$ блоков.

Уставку задания регуляторам при наладке производить с помощью блоков БУРН1 и БУРР4, если они имеются в составе комплексов. Указанные блоки при этом используются в режиме местного ввода задания.

Для осуществления управления с помощью блока БУРН1 (БУРР4) предварительно следует нажать соответствующую кнопку на датчике ПЗРА1, подключенном к настраиваемому контуру регулирования.

В случае отсутствия блоков БУРН1 (БУРР4) установку задания регулятору следует производить с помощью датчика ПЗРА1, подключенного к настраиваемому контуру.

Настройку параметра $T_{дф}$ блока БМАФ1 производить путем контроля сигнала рассогласования U_c на выходе регулирующего блока, в котором установлен блок БМАФ1. Параметр $T_{дф}$ должен быть установлен таким, чтобы значения динамической и статической погрешностей, определяемые путем контроля соответственно во время переходного процесса и по окончании его, были приемлемы.

При малых $T_{дф}$ велика статическая погрешность, при больших — динамическая или возрастает время переходного процесса.

Параметры настройки регулирующих блоков БРАА1 и БРАР1 установить в соот-

ветствии с требуемым качеством регулирования, пользуясь общепринятой методикой настройки ПИД- и ПИ-регуляторов

Параметры настройки адаптивных регулирующих блоков БМАР1 и БРАА2 установить в соответствии с рекомендациями, приведенными в технических описаниях на указанные блоки.

Выключение контура регулирования, блоки которого размещены в одном каркасе, производить тумблером блока питания каркаса

Основные органы настройки у всех блоков расположены на их передней панели. Доступ к ним возможен без открытия поворотной рамы шкафа при открытых его дверях

Большинство блоков имеет два или три диапазона изменения параметров настройки, устанавливаемых запайкой перемычек между лепестками, смонтированными на монтаж-

ной плате блока, или соединением соответствующих контактов штепсельной розетки блока. Доступ к лепесткам блоков, имеющих две монтажные платы, обеспечивается после вывинчивания винтов, крепящих стяжку, и выдвигания подвижной платы блока из защитной рамки.

Если при работе комплекса возникнет необходимость подстройки какого-либо блока с помощью дополнительных элементов настройки, расположенных на его печатной плате, то блок следует вынуть без выключения напряжения питания всего каркаса. При этом во избежание превышения напряжением питания установленного верхнего предела тумблер блока питания следует установить в положение «Настройка». После установки блока на место тумблер перевести в положение «Работа».

Раздел 5

НАЛАДКА ПНЕВМАТИЧЕСКИХ СРЕДСТВ РЕГУЛИРОВАНИЯ

5.1. УНИВЕРСАЛЬНАЯ СИСТЕМА ЭЛЕМЕНТОВ ПРОМЫШЛЕННОЙ ПНЕВМОАВТОМАТИКИ

Современные пневматические автоматические регуляторы различного назначения собираются из унифицированных устройств — простейших элементов, серийно выпускаемых промышленностью и входящих в Универсальную систему элементов промышленной пневмоавтоматики (УСЭПА). В ее состав входят усилители, повторители, пневмореле, пневморезисторы, пневмоемкости, органы управления (задатчики, кнопки, переключатели) и другие элементы, выполняющие простейшие функции

При построении пневматических регулирующих устройств из отдельных элементов УСЭПА образуют часто повторяющиеся сочетания, типовые узлы, реализующие определенные алгебраические или временные преобразования пневматических сигналов. Рассмотрим назначение, принцип действия, статические и динамические свойства основных типовых элементов пневматических регуляторов.

Пневмоемкость

Пневмоемкость — элемент пневматического регулятора, представляющий собой замкнутый объем — емкость с двумя штуцерами для входа и выхода воздуха

Различают пневмоемкости с постоянным (постоянные пневмоемкости) и переменным (переменные пневмоемкости) объемом.

Постоянные пневмоемкости (рис 5.1, а) выполняются в виде камеры 1 цилиндрической формы со штуцерами 2 из жесткого конструкционного материала.

Переменные пневмоемкости (рис. 5.1, б) представляют собой, как правило, сильфон 3. Внутренний объем сильфона изменяется путем его деформации с помощью винта 4. Сильфон помещается в защитный кожух 5.

Условные изображения постоянных и переменных пневмоемкостей на принципиальных схемах показаны на рис. 5.1, а и г. Допускается в условных изображениях пневмоемкости выполнять не круглой, а овальной формы. В системах пневмоавтоматики

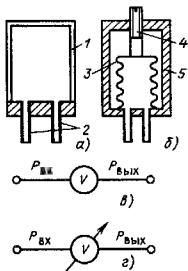


Рис. 5.1. Пневмосопротивление:

а — постоянная, *б* — переменная, *в* — условное изображение постоянной пневмосопротивления, *г* — то же переменной пневмосопротивления

наибольшее применение находит пневмосопротивление типа ПОЕ.50 объемом $50 \pm 8 \text{ см}^3$.

Пневмосопротивления

Пневмосопротивление (дрозсель) представляет собой местное сопротивление прохождению воздуха в линиях связи (каналах) между элементами пневмоавтоматики (дрозселирование потока воздуха). Пневмосопротивления выполняют постоянными и переменными.

Постоянные (нерегулируемые) пневмосопротивления представляют собой капилляр длиной 7 или 20 мм (рис. 5.2, *а*) с калиброванным диаметром 0,18; 0,3 или 0,5 мм. Переменные (регулируемые) пневмосопротивления имеют конструкцию, дающую возможность изменять вручную проходное сечение пневмосопротивления

Наиболее часто конструктивно переменное пневмосопротивление выполняется в виде рабочей пары типа «конус — конус» (рис. 5.2, *б*), «конус (седло) — шар» или «сопло — заслонка». При перемещении вручную подвижного конуса изменяется проходное сечение между конусами и тем самым

изменяется сопротивление прохода воздуха между ними.

Условные изображения пневмосопротивлений на принципиальных схемах пневмоавтоматики показаны на рис. 5.2, *в* и *г*.

Расход воздуха через пневмосопротивление Q при малых отклонениях от равновесного состояния определяется выражением

$$Q = \alpha(P_2 - P_1),$$

где α — проводимость пневмосопротивления; $P_2 - P_1$ — перепад давления на пневмосопротивлении.

Проводимость пневмосопротивлений принято обозначать буквами греческого алфавита α , β , γ и т. д.

Нерегулируемое пневмосопротивление проверяется на проходимость его капилляра. При засорении капилляр прочищается специальной иглой, поставляемой заводом-изготовителем в комплекте с приборами. При выходе капилляра из строя его следует заменить.

Регулируемое пневмосопротивление типа П2Д.1М имеет диск со шкалой, при вращении которого вручную меняется проходное сечение пневмосопротивления.

Настройку пневмосопротивления выполняют следующим образом. Диск поворачивают до совпадения проверяемой отметки шкалы на диске со стрелкой на корпусе. После этого с помощью рогаметра измеряют фактический расход воздуха через сопротивление, сверяя его с заданным по шкале.

При необходимости на данной отметке шкалы выполняют регулировку расхода с помощью специального винта, находящегося под диском (каждая отметка шкалы имеет свой регулировочный винт). Для уменьшения расхода винт следует повернуть, для увеличения — вывернуть.

Таким же образом осуществляют регулировку на всех отметках шкалы.

Регулируемое пневмосопротивление типа П2Д.2М вместо диска имеет регулирующий винт, при вращении которого изменяется проходное сопротивление элемента.

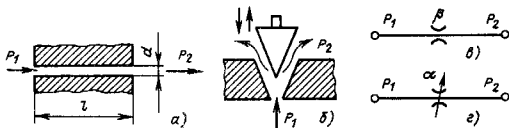


Рис. 5.2. Пневмосопротивление:

а — нерегулируемое, *б* — регулируемое, *в* — условное изображение нерегулируемого пневмосопротивления; *г* — то же регулируемого пневмосопротивления

Элементы сравнения

В состав элементов УСЭППА входят трех- и пятимембранные элементы сравнения.

Трехмембранный элемент сравнения. Рассмотрим устройство трехмембранного элемента сравнения на два входа (рис. 5.3, а) типа ПЭЭС.1.

Трехмембранный элемент сравнения состоит из сборного корпуса 2 с вальными мембранами 3, 7 и 8. Мембраны соединены общим жестким центром 6. Корпус имеет два ввертываемых сопла C_1 и C_2 , которые соответственно в паре с торцами 5 и 9 жесткого центра 6 образуют два пневмосопротивления. Мембраны 3, 7 и 8 с корпусом образуют две проточные камеры А и Г и две глухие камеры Б и В.

Через присоединительные штуцеры в камеру В подводится воздух с давлением P_1 , а в камеру Б — с давлением P_2 . К соплу C_1 через канал 1 подводится давление питания $P_{пит}$, а сопло C_2 через канал 4 сообщается с атмосферой. Камеры А и Г соединяются каналом, из которого отбирается давление выхода $P_{вых}$ элемента сравнения.

Так как эффективная площадь мембраны 7 больше эффективной площади каждой из мембран 3 и 8, то при повышении дав-

ления P_1 в камере В жесткий центр 6 опускается вниз. При этом увеличится проводимость пневмосопротивления пары 1-5 и уменьшится проводимость пневмосопротивления пары 4-3; давление на выходе возрастает.

При повышении давления P_2 в камере Б жесткий центр 6 будет перемещаться вверх, уменьшится проводимость пневмосопротивления пары 1-9 и увеличится пневмосопротивление пары 4-3; давление на выходе $P_{вых}$ уменьшится. С учетом изложенного (глухую камеру В элемента сравнения принято называть плюсовой, а камеру Б — минусовой).

Условное изображение элемента сравнения на принципиальных схемах приведено на рис. 5.3, б.

С учетом описанной работы элемента сравнения в установившихся состояниях между разностью входных давлений $P_1 - P_2$ и выходным давлением $P_{вых}$ в рабочем диапазоне перемещения жесткого центра 6 имеется зависимость

$$P_{вых} = \text{sign}(P_1 - P_2) \begin{cases} P_{вых} = 0 & \text{при } P_1 < P_2; \\ P_{вых} = 1 & \text{при } P_1 > P_2, \end{cases} \quad (5.1)$$

т. е. выполняется операция сравнения двух сигналов «больше — меньше».

На рис. 5.4, а представлена схема включения трехмембранного элемента сравнения в режиме повторителя входного сигнала с обратной связью.

Входной сигнал подается в плюсовую камеру, а выходное давление в виде сигнала обратной связи — на вход элемента в минусовую камеру. Структурная схема элемента сравнения при таком его включении представлена на рис. 5.4, б.

Передаточная функция элемента

$$W(p) = k / (1 + k),$$

где k — коэффициент усиления элемента сравнения. Так как $k \gg 1$, то

$$W(p) = P_{вых}(P) / P_{вх}(P) \approx 1,$$

т. е. $P_{вых} \approx P_{вх}$.

Таким образом, элемент сравнения при включении по схеме, приведенной на рис. 5.4, а, реализует операцию повторения входного сигнала. Операция повторения реализуется тем точнее, чем больше коэффициент усиления k элемента.

Проверка и настройка трехмембранного элемента сравнения. Элемент сравнения проверяют на

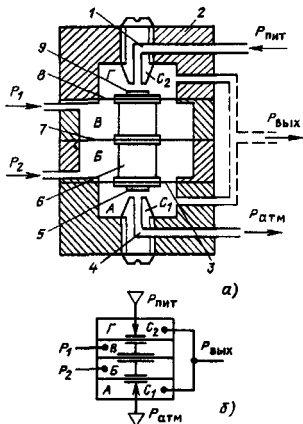


Рис. 5.3. Трехмембранный элемент сравнения: а — конструкция; б — условное изображение для схемы сравнения двух сигналов

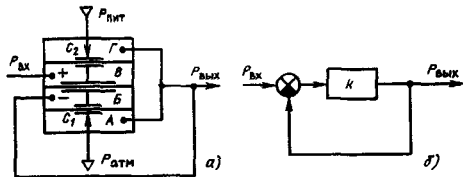


Рис. 5.4. Включение грекмебранного элемента сравнения для схемы повторения сигнала (а) и ее структурное изображение (б)

герметичность. в режиме сравнения двух сигналов проверяют зону возврата, рассогласование и нелинейность рассогласования.

Проверка на герметичность производится путем подачи воздуха под давлением 160 кПа (1,6 кгс/см²) во все камеры элемента, периметр элемента и места соединений покрываются мыльным раствором. Утечек воздуха не должно наблюдаться.

При подаче воздуха под давлением 100 кПа (1 кгс/см²) в камеру Б или В (рис. 5.3) не должно быть утечек воздуха из камер, расположенных с обеих сторон от проверяемой камеры. При негерметичности элемента или какой-либо из мембраны необходимо разобрать элемент, протереть детали от грязи, масла и металлической пыли, заменить негерметичную мембрану, собрать элемент в той же последовательности и снова произвести проверку.

При сборке элемента необходимо обратить особое внимание на то, чтобы рассогласование между торцами сопел C_1 и C_2 (см. рис. 5.3) было больше стержня мембранного блока 6. В противном случае при стягивании элемента крепежными гайками произойдет деформация сопел и выход элемента из строя.

Проверка зоны возврата производится по схеме, приведенной на рис. 5.3, б. С помощью датчика устанавливается давление $P_2 = 20; 60$ и 100 кПа. Для каждого значения давления P_2 вторым датчиком плавно изменяют давление P_1 на такое минимальное значение, которое вызывает изменение $P_{\text{вых}}$ от нуля (0–7 кПа) до давления питания $P_{\text{пит}}$ (110–140 кПа) и обратно. Диапазон изменения P_1 , соответствующий двум крайним значениям $P_{\text{вых}}$, является зоной возврата элемента. Зона возврата не должна превышать 0,5 кПа (4 мм рт. ст.).

Проверка рассогласования и его нелинейности производится одновременно с проверкой зоны возврата путем определения разности давления P_2 и P_1 при появлении

на выходе элемента максимального сигнала $P_{\text{вых}} = 110 \div 140$ кПа. Рассогласование должно быть не более 0,25 кПа. Нелинейность рассогласования определяется путем сравнения между собой значений рассогласований при $P_2 = 20; 60$ и 100 кПа. Максимальная нелинейность рассогласований не должна превышать 0,125 кПа.

Если элемент не укладывается в допустимые зоны возврата, рассогласования или нелинейности, необходимо подрегулировать элемент подвижными соплами C_1 и C_2 (см. рис. 5.3). Рабочий зазор между соплами C_1 и C_2 и заслонками, торцами мембранного блока, составляет всего 0,05–0,1 мм; в связи с этим все действия с соплами необходимо производить крайне осторожно. Подрегулировку элемента необходимо вести двумя соплами — если одно сопло отворачивается, то другое заворачивается и наоборот; если погрешность рассогласования элемента плюсовая, то необходимо сопло C_2 приотвернуть, сопло C_1 ввернуть; если погрешность рассогласования элемента минусовая, необходимо сопло C_1 приотвернуть, сопло C_2 ввернуть.

Если элемент дает большой недоброс до нуля ($P > 7$ кПа), сопло C_2 приотвернуть на 0,3–0,5 оборота. Зона возврата регулируется изменением рабочего зазора: чем меньше рабочий зазор, тем меньше дифференциал и наоборот. После окончания настройки винты следует зафиксировать с помощью краски.

Пятичленный элемент сравнения. На рис. 5.5 дана схема включения пятичленного элемента сравнения типа П2ЭС 3 в режиме мембранного сумматора.

Условие равновесия сил мембранного сумматора можно записать в виде

$$P_1(f - f) + P_2(f - F) + P_3(F - f) + P_{\text{вых}}(f - F) = 0,$$

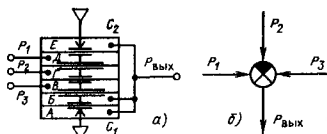


Рис. 5.5. Пятимембранный сумматор (а) и его изображение на структурных схемах (б)

где $P_1 - P_3$ — давления суммируемых сигналов; $P_{\text{вых}}$ — давление на выходе сумматора; F и f — площади большой и малой мембран сумматора.

Давление на выходе сумматора определяется по формуле

$$P_{\text{вых}} = P_1 - P_2 + P_3. \quad (5.2)$$

Следовательно, с помощью элемента сравнения можно реализовать операцию алгебраического суммирования. С учетом (5.2) структурная схема сумматора представлена на рис. 5.5, б.

На рис. 5.6 приведены некоторые из наиболее распространенных схем включения пятимембранного элемента сравнения, реализующих следующие функции.

сравнение (индикацию) четырех сигналов (рис. 5.6, а) по условию

$$P_{\text{вых}} = \text{sign}[(P_1 + P_3) - (P_2 + P_4)]$$

$$\begin{cases} P_{\text{вых}} = 0 & \text{при } (P_1 + P_3) > (P_2 + P_4); \\ P_{\text{вых}} = 1 & \text{при } (P_1 + P_3) < (P_2 + P_4); \end{cases}$$

сравнение двух сигналов (рис. 5.6, б) по условию

$$P_{\text{вых}} = \text{sign}(P_2 - P_3) \begin{cases} P_{\text{вых}} = 0 & \text{при } P_2 > P_3; \\ P_{\text{вых}} = 1 & \text{при } P_2 < P_3; \end{cases}$$

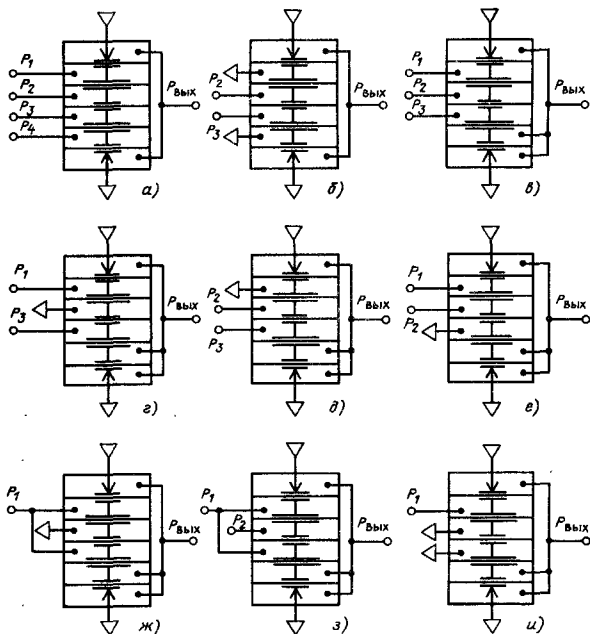


Рис. 5.6. Схемы включения пятимембранного элемента сравнения

алгебраическое сложение (рис. 5.6, в) по условию

$$P_{\text{вых}} = P_1 - P_2 + P_3;$$

сложение (рис. 5.6, г) $P_{\text{вых}} = P_1 + P_3;$

вычитание (рис. 5.6, д) $P_{\text{вых}} = P_3 - P_2;$

вычитание (рис. 5.6, е) $P_{\text{вых}} = P_1 - P_2;$

умножение на два (рис. 5.6, ж) $P_{\text{вых}} = 2P_1;$

умножение на два и вычитание (рис. 5.6, з) $P_{\text{вых}} = 2P_1 - P_2;$

повторение (рис. 5.6, и) $P_{\text{вых}} = P_1.$

Проверяется у элемента сравнения герметичность, зона возврата и основная погрешность при включении элемента по схеме сравнения сигналов, основная погрешность — при работе в режимах реализации алгебраических операций.

Герметичность элемента проверяется подачей воздуха под давлением 160 кПа во все глухие камеры элемента и смачиванием мест соединений мыльным раствором. Герметичность мембран проверяется поочередной подачей воздуха под давлением 100 кПа в камеры элемента; при этом не должно быть утечек воздуха из камер, расположенных с обеих сторон от проверяемой камеры. При негерметичности элемента или какой-либо из мембран необходимо разобрать элемент, очистить (протереть) его от грязи, масла и металлической пыли; заменить негерметичную мембрану и негодные резиновые уплотнительные кольца. После сборки элемент равномерно стягивают четырьмя крепежными винтами и снова проверяют.

Проверка зоны возврата и основной погрешности элемента в режиме сравнения двух сигналов производится по схеме на рис. 5.7, а. В камере В элемента устанавливают постоянное давление P_2 поочередно 20, 40, 60, 80, 100 кПа. Затем при каждом значении постоянного давления P_2 плавно изменяют в обе стороны переменное давление P_1 на такое минимальное значение, которое вызывает появление на выходе дискретных сигна-

лов 0 или 1 (0 соответствует давлению 0 — 7 кПа, а 1 — от 110 кПа до давления питания $P_{\text{пит}}$).

Если зона возврата элемента превышает указанные допуски, то его необходимо настроить. Настройка элемента производится перемещением сопел C_1 и C_2 регулировочными винтами. Зона возврата регулируется изменением значения рабочего зазора между соплами C_1 , C_2 и торцами жесткого центра мембранного блока заслонками. Чем меньше рабочий зазор, тем меньше зона возврата и наоборот. При регулировке элемента необходимо учитывать, что рабочий зазор между соплами C_1 , C_2 и жестким центром мембранного блока равен 0,05—0,1 мм, поэтому все действия с соплами, так же как и для трехмембранного элемента сравнения, необходимо производить крайне осторожно. Элемент, настроенный по схеме сравнения, маркируется знаком $\approx$. Если элемент не настраивается по схеме сравнения, то необходимо поменять местами «питание» и «сброс» или настроить его по схеме суммирования и использовать как сумматор.

Проверка основной погрешности элемента в режиме повторения входного сигнала производится по схеме на рис. 5.7, б. В камере Д элемента устанавливают давление P_1 поочередно 20, 40, 60, 80, 100 кПа и определяют давление на выходе элемента $P_{\text{вых}}$.

Погрешность повторения $\pm \Delta$ определяют как разность:

$$P_{\text{вых}} - P_1 = \pm \Delta.$$

Погрешность не должна превышать $\pm 0,5$ кПа (± 4 мм рт. ст.).

Подрегулировку элемента необходимо вести двумя соплами: если одно сопло отворачивают, то другое заворачивают и наоборот. Направление вращения регулировочных винтов выбирают в зависимости от знака погрешности элемента. Если погрешность элемента плюсовая, то винт сопла C_1 необходимо немного вывернуть, а винт сопла C_2 вернуть и наоборот. После настройки регу-

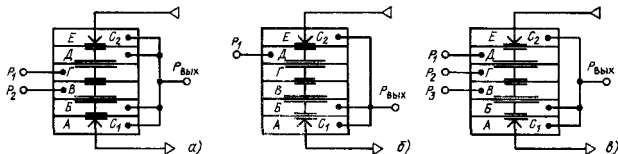


Рис. 5.7. Схемы проверки пятимембранного элемента сравнения:

а — сравнение двух сигналов, б — повторение входного сигнала; в — суммирование трех сигналов

Таблица 5.1. Допустимые значения выходного сигнала пятимембранного элемента сравнения, кПа

Значения входных сигналов			$P_{\text{вых}}$	Значения входных сигналов			$P_{\text{вых}}$
$+P_1$	$-P_2$	$+P_3$		$+P_1$	$-P_2$	$+P_3$	
20	20	20	$20 \pm \Delta$	20	20	100	$100 \pm \Delta$
60	20	20	$60 \pm \Delta$	20	20	60	$60 \pm \Delta$
100	20	20	$100 \pm \Delta$	60	60	60	$60 \pm \Delta$
100	60	20	$60 \pm \Delta$	20	60	60	$20 \pm \Delta$
100	100	20	$20 \pm \Delta$	100	60	60	$100 \pm \Delta$
100	100	60	$60 \pm \Delta$	60	20	60	$100 \pm \Delta$
100	100	100	$100 \pm \Delta$	60	100	60	$20 \pm \Delta$
20	100	100	$20 \pm \Delta$	60	60	20	$20 \pm \Delta$
20	60	100	$60 \pm \Delta$	60	60	100	$100 \pm \Delta$

лирические винты надежно законтривают. Элемент, настроенный по схеме повторения, маркируется знаком «=».

Проверка основной погрешности элемента в режиме суммирования трех сигналов производится по схеме на рис. 5.7, в.

Схема реализует уравнение

$$P_{\text{вых}} = P_1 - P_2 + P_3$$

Проверка и настройка элемента по схеме суммирования производится при подаче в камеры В, Г и Д элемента давлений P_1 , P_2 , P_3 согласно табл. 5.1.

Значение погрешности Δ должно быть не более 0,8 кПа.

Если погрешность суммирования не укладывается в допуск, то элемент подлежит настройке.

При $P_{\text{вых}} \geq 60$ кПа настройка производится перемещением сопла C_2 . При минусовой погрешности винт настройки заворачивают, а при плюсовой выворачивают. При $P_{\text{вых}} < 60$ кПа настройка производится перемещением сопла C_1 . При минусовой погрешности винт настройки заворачивают, а при плюсовой выворачивают. Настройка производится до тех пор, пока погрешность сумми-

рования не будет меньше допустимой. Элемент, настроенный по схеме суммирования, маркируется знаком «+».

При работе элемента в режимах реализации других алгебраических операций его настройка производится аналогичным образом.

Усилители мощности

Для усиления выходного пневматического сигнала на выходе пневматических регуляторов часто ставят усилителя мощности (по расходу воздуха).

На рис. 5.8, а представлена конструкция четырехкамерного усилителя мощности. Усилитель состоит из корпуса 7, двух облокоченных гибких мембран 1 и 2 с жестким фигурным центром 3 и двух переменных пневмосоплоустройств. Усилитель имеет глухую камеру А и проточные камеры В, В и Г. Камеры В и Г разделяются жесткой перегородкой 4 с отверстием в центре, которое прикрывается большим шариком 5. Средняя часть жесткого фигурного центра 3 выполнена в виде открытой только со стороны камеры В втулки и имеет отверстие для сообщения с камерой Б. Открытая сторона

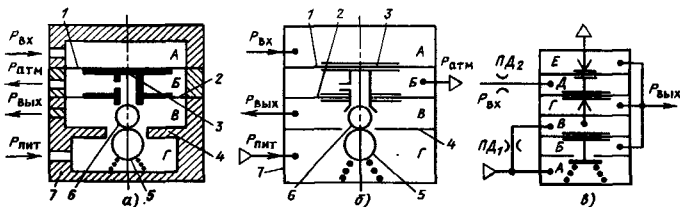


Рис. 5.8. Усилители мощности:

а - конструкция четырехкамерного усилителя мощности; б - принципиальная схема четырехкамерного усилителя мощности; в - принципиальная схема пятимембранного усилителя мощности

втулки прикрывается маленьким шариком 6. Входной сигнал воздуха под давлением поступает в глухую камеру А; камера В сообщается с атмосферой, мощный выходной сигнал $P_{\text{вых}}$ поступает из камеры В; в камеру I подводится воздух под давлением питания $P_{\text{пит}}$. Воздух под давлением питания из камеры Г проходит в камеру В через нижнее (по рис. 5.8, а) переменное пневмосопротивление, образованное парой «отверстие в перегородке 4 — большой шарик 5», далее воздух из камеры В проходит в камеру Б через верхнее (по рис. 5.8, а) переменное пневмосопротивление, образованное парой «открытая часть втулки жесткого центра 3 — маленький шарик 6». Из камеры Б воздух выходит в атмосферу. Таким образом, камера В выполняет функции междроссельного канала, из которого отбирается выходной сигнал $P_{\text{вых}}$ усилителя мощности.

В камере В устанавливается промежуточное давление $P_{\text{вых}}$ между $P_{\text{пит}}$ и $P_{\text{атм}}$ в зависимости от соотношения проводимостей переменных пневмосопротивлений, что в свою очередь определяется значениями $P_{\text{вх}}$.

Усилитель работает по принципу компенсации сил на мембранном блоке, усилие от давления $P_{\text{вх}}$ на мембране 1, направленное вниз, и усилие от давления $P_{\text{вых}}$ на мембране 2, направленное вверх.

При повышении давления $P_{\text{вх}}$ мембранный блок идет вниз, уменьшается проводимость верхнего пневмосопротивления, тем самым уменьшается доля воздуха питания, выход его в атмосферу, давление $P_{\text{вых}}$ возрастает, восстанавливая равновесие сил на мембранном блоке.

При понижении давления $P_{\text{вх}}$ мембранный блок будет перемещаться вверх, проводимость верхнего пневмосопротивления увеличится, давление $P_{\text{вых}}$ будет соответственно уменьшаться.

Таким образом, значение $P_{\text{вых}}$ непрерывно сравнивается и приводится в соответствие со значением $P_{\text{вх}}$.

Нижнее переменное пневмосопротивление служит для увеличения расхода воздуха, поступающего к ИМ в переходных режимах процесса регулирования. Так как усилитель мощности не изменяет значения входного сигнала, а только увеличивает его мощность (по расходу воздуха), то в динамических отношениях он является единичным усилительным звеном и, следовательно, на структурных схемах, определяющих динамические свойства регулятора (или системы), его можно не показывать.

Условное изображение усилителя мощности на принципиальных пневматических схемах приведено на рис. 5.8, б.

На рис. 5.8, в представлено условное изображение шестикаменного усилителя мощности с тарельчатым переменным дросселем. Воздух под давлением питания подается в камеру А и одновременно через постоянный дроссель ПД₁ — в камеру В усилителя. Входной сигнал поступает в камеру Д. Выходным сигналом, как и в пятиконтурном усилителе, служит разность давлений в камерах Б и Е. В камеру Г подается сигнал отрицательной обратной связи.

Например, при увеличении $P_{\text{вх}}$ мембрана Д опускается вниз, давление в камере В возрастает и тарельчатый клапан открывается, в результате чего увеличивается его проводимость и соответственно давление $P_{\text{вых}}$ на выходе усилителя. Благодаря действию обратной связи при $P_{\text{вых}} = P_{\text{вх}}$ в усилителе наступает равновесие сил на мембранах.

Усилитель мощности, изображенный на рис. 5.8, в, имеет лучшие характеристики по сравнению с усилителем мощности на рис. 5.8, б.

Дроссельный сумматор

Такие сумматоры реализуют функцию алгебраического сложения нескольких пневматических сигналов с предварительным их масштабированием (умножением слагаемых сигналов на постоянные коэффициенты).

В пневматических регуляторах наиболее часто применяется дроссельный сумматор на два сигнала, принципиальная схема которого представлена на рис. 5.9, а. Сумматор состоит из двух элементов УСЭИПА, постоянного дросселя ПД типа П2Д.4 и регулируемого дросселя РД типа П2Д.1 или П2Д.2. Дроссель П2Д.1 имеет шкалу, а дроссель П2Д.2 бесшкальный.

Проводимость регулируемых дросселей изменяется при перемещении иглы относительно неподвижной втулки, так как при этом изменяется проходное сечение концентрической щели между иглой и втулкой, через которую проходит воздух. Игла в дросселе П2Д.1 перемещается при вращении диска со шкалой, а в дросселе П2Д.2 — при вращении регулировочного винта.

В установившемся режиме расход воздуха через дроссель (см. рис. 5.8, а) в первом приближении пропорционален перепаду давлений на нем:

$$Q_1 = \alpha(P_1 - P), \quad Q_2 = \beta(P_2 - P), \quad (5.3)$$

где Q_1 и Q_2 — расходы воздуха через постоянный и переменный дроссели; α и β — проводимости постоянного и переменного дросселей, P_1 — давление воздуха на

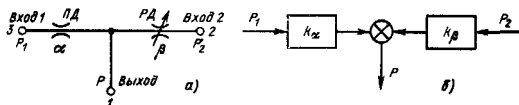


Рис. 5.9. Схемы дроссельного сумматора:
а — принципиальная пневматическая, б — структурная

входе 1; P_2 — то же на входе 2, P — то же на выходе дроссельного сумматора.

Если выход дроссельного сумматора будет подключен к глухой емкости, то согласно универсальному газовому закону в пневмоемкости справедливо соотношение

$$G_V = PV/(R\theta), \quad (5.4)$$

где G_V , P и θ — соответственно масса, давление и температура воздуха в пневмоемкости; V — объем пневмоемкости; R — универсальная газовая постоянная для воздуха, равная 2930 см/К.

Продифференцировав (4.4) по времени, получим

$$dG_V/dt = (dP/dt)(V/R\theta) - Q_V, \quad (5.5)$$

где Q_V — приток воздуха в пневмоемкость в данный момент времени.

Так как $Q_V = Q_1 - Q_2$, то с учетом (5.1) и (5.2) находим

$$(dP/dt)[V/(R\theta)] = \alpha(P_1 - P) - \beta(P - P_2)$$

или

$$T(dP/dt) + P = k_\alpha P_1 + k_\beta P_2, \quad (5.6)$$

где $T = V/[R\theta(\alpha + \beta)]$ — постоянная времени пневмоемкости; $k_\alpha = \alpha/(\alpha + \beta)$, $k_\beta = \beta/(\alpha + \beta)$ — коэффициенты передачи (масштабирования) постоянного и переменного дросселей.

В пневматических регуляторах выход дроссельного сумматора, как правило, подключается к одной из камер элементов сравнения — мембранных сумматоров. Объем этих камер небольшой, а поэтому постоянную времени наполнения их воздухом с достаточной для практических расчетов точностью можно принять равной нулю. При этом уравнение (5.6) дроссельного сумматора примет вид

$$P = k_\alpha P_1 + k_\beta P_2. \quad (5.7)$$

Структурная схема дроссельного сумматора представлена на рис. 5.9, б.

Коэффициенты k_α и k_β настраивают путем изменения проводимости β . Таким образом, суммирование на дросселях сопровождается умножением слагаемых давлений P_1

и P_2 на постоянные коэффициенты k_α и k_β , значения которых зависят от степени открытия регулируемого дросселя $PД$.

Если вход регулируемого дросселя сообщен с атмосферой и $P_2 = 0$, то звено будет работать как делитель, т. е.

$$P = k_\alpha P_1. \quad (5.8)$$

Если давление P_1 поступает от датчика с унифицированным выходным сигналом диапазона 20–100 кПа, то его можно представить в виде

$$P_1 = \Delta P + P_0, \quad (5.9)$$

где ΔP — давление, пропорциональное параметру; P_0 — начальное давление отсчета, равное 20 кПа.

При $P_2 = P_0$ для дроссельного сумматора (см. рис. 5.8) можно записать

$$P = (\Delta P + P_0)\alpha/(\alpha + \beta) + P_0\beta/(\alpha + \beta).$$

После преобразования получим

$$P = \Delta P [\alpha/(\alpha + \beta)] + P_0.$$

Окончательно заменив $\alpha/(\alpha + \beta) = k_\alpha$, имеем

$$P = k_\alpha \Delta P + P_0. \quad (5.10)$$

Таким образом, элемент может работать как делитель пневматического сигнала, пропорционального значению параметра.

При настройке дроссельного сумматора проверяют его герметичность, пропускную способность и коэффициент передачи.

Проверка герметичности. Для проверки герметичности дросселя на штуцер 3 (рис. 5.9, а) ставят заглушку, регулируемый дроссель закрывают, к штуцеру 3 подводят питание P_1 160 кПа. При герметичном дроссельном сумматоре течи на выходе штуцера 1 не должно быть.

Проверка пропускной способности. Для проверки пропускной способности дроссельного сумматора на вход 3 подводят питание $P_2 = 140$ кПа, к выходу 1 подключают манометр, постоянный дроссель поворачивают на два-три оборота от закрытого положения. Регулируя переменный дроссель, устанавли-

вают давление по манометру 100 кПа. Затем отключают давление P_2 и полностью открывают переменный дроссель. При нормальной пропускной способности сумматора сброс давления от 60 до 50 кПа произойдет в течение не более 2 с. После этого следует закрыть постоянный дроссель. При полностью открытом переменном дросселе давление в сумматоре не должно превышать 4–5 кПа.

Проверка коэффициента передачи. В устройствах пневмоавтоматики давление P_0 называется давлением контрольной точки. С учетом этого выражение (5.10) в отклонениях выходного сигнала от контрольной точки ($P_{\text{вых}} = P - P_0$) запишется в виде

$$\Delta P_{\text{вых}} = k_d \Delta P$$

или

$$\Delta P_{\text{вых}} = \alpha \Delta P / (\alpha + \beta).$$

Таким образом, изменение выходного сигнала в приращениях от установленного значения давления контрольной точки пропорционально изменению входного сигнала в тех же приращениях.

Коэффициент передачи $k_d = \alpha / (\alpha + \beta)$ настраивают путем изменения степени закрытия переменного дросселя в диапазоне от 0 при полностью открытом переменном дросселе ($\beta \rightarrow \infty$) до 1 при полностью закрытом переменном дросселе ($\beta = 0$).

С учетом некоторого пропуса воздуха при полностью закрытом переменном дросселе ($\beta \neq 0$) и некотором его сопротивлении при полном открытии ($\beta \neq \infty$) при проверке дроссельного сумматора диапазон изменения k_d должен быть не менее $1/30 \leq k_d \leq 1$.

Пневмоповторитель пневматического сигнала

Для реализации операции повторения сигнала отечественной промышленностью выпускаются специальные элементы пневмоповторители.

На рис. 5.10 приведены условные изображения двух пневмоповторителей, из ко-

торых очевидно их конструктивное исполнение.

Пневмоповторитель на рис. 5.10, а типа П2П.1 имеет две камеры. Камеры разделены гибкой мембраной с жестким центром, который выполняет функцию «заслонки» для сопла С и через который камера А сообщается с атмосферой. В камеру В подается входной сигнал $P_{\text{вх}}$. В камеру А через постоянный дроссель подается питание $P_{\text{пит}}$. Пневмоповторитель работает по принципу компенсации сил на гибкой мембране. Например, при возрастании $P_{\text{вх}}$ мембрана прогибается вниз, прикрывает сопло С, уменьшается выход воздуха из камеры А в атмосферу. В результате этого давление $P_{\text{вых}}$ в камере А возрастает до значения $P_{\text{вх}}$. Таким образом, пневмоповторитель на рис. 5.10, а всегда обеспечивает условие $P_{\text{вых}} = P_{\text{вх}}$.

Пневмоповторитель на рис. 5.10, б типа П2П.2 отличается тем, что имеет дополнительно две пружины разной жесткости. В результате этого пневмоповторитель на рис. 4.10, б повторяет входной сигнал со сдвигом:

$$P_{\text{вых}} = P_{\text{вх}} + \Delta P_{\text{вх}},$$

где $\Delta P_{\text{вх}}$ — значение сдвига, определяемое разностью натяжений пружины.

Значение сдвига может устанавливаться вручную оператором путем вращения винта натяжения верхней пружины.

Пневмоповторители проверяют на герметичность и погрешность повторения входного сигнала. Проверка на герметичность не имеет принципиальных отличий от общей методики проверки герметичности мембранных элементов.

Погрешность повторения пневмоповторителя П2П.1 определяется как разность значений давлений на входе и выходе: $P_{\text{вых}} - P_{\text{вх}} = \pm \Delta$ при $P_{\text{вх}} = 20, 60$ и 100 кПа. Она не должна превышать $\pm 0,25\%$.

Погрешность повторения пневмоповторителя П2П.2 не должна превышать $\pm 0,5\%$.

Диапазон сдвига должен быть не менее ± 15 кПа.

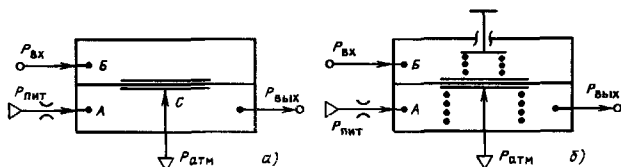


Рис. 5.10. Пневмоповторитель (а) и пневмоповторитель со сдвигом (б)

Погрешности сдвига (установленной разности входного и выходного сигналов) допускается не более $\pm 1\%$ рабочего диапазона выходного сигнала, т. е. $\pm 0,8$ кПа.

Если при установке значений сдвига погрешность повторителя не укладывается в допуски погрешности, следует проверить соосность установки пружин и мембраны в элементе.

Реле выключающее

Условное изображение выключающего реле типа П-1108 представлено на рис. 5.11. Реле состоит из трех камер, разделенных гибкими мембранами. Жесткие центры 1 и 3 этих мембран соединены жестким штоком 2. В глухую камеру А подается командный (управляющий) сигнал (давление) P_k , глухая камера В сообщена с атмосферой. В камере В расположены сопла C_1 и C_2 , для которых торцы жестких центров мембран 1 и 3 служат заслонками. К соплам C_1 и C_2 подводятся входные сигналы $P_{вх1}$ и $P_{вх2}$. Давление воздуха в камере В служит выходным сигналом реле.

Выключающее реле обеспечивает следующие режимы работы:

а) при командном сигнале P_k , равном 0, пружина отжимает мембранный блок вниз, сопло C_1 открывается, сопло C_2 закрывается и сигнал на выходе реле $P_{вых}$ будет равен входному сигналу $P_{вх1}$: $P_{вых} = P_{вх1}$;

б) при $P_k > 0$ мембранный блок перемещается вверх, сопло C_1 закрывается, сопло C_2 открывается и сигнал на выходе реле $P_{вых} = P_{вх2}$.

Таким образом, пневмореле обеспечивает переключение каналов связи пневмолиний. Реле может быть использовано и для управления одним входным сигналом. В этом случае вход одного из сопел заглушается. При этом реле может работать в следующих режимах:

при заглушенном C_1 :

$P_{вых} = P_{вх}$ при $P_k > 0$, $P_{вых} = 0$ при $P_k = 0$;

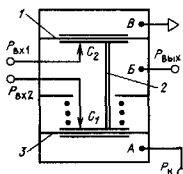


Рис. 5.11. Реле выключающее

при заглушенном C_2 :

$P_{вых} = P_{вх}$ при $P_k = 0$, $P_{вых} = 0$ при $P_k > 0$.

Выключающее реле проверяется на герметичность, на герметичность запираания сопла C_1 и свободное прохождение воздуха через сопло C_2 при $P_k = 110$ кПа.

Пневмоповторитель — усилитель мощности

Наиболее широко в системах пневматизации применяется пневмоповторитель — усилитель мощности типа П2П.7. Он предназначен для создания выходного сигнала, равного по давлению входному сигналу и усиленного по расходу.

Пневмоповторитель состоит из четырех секций (рис. 5.12) и трех плоских резиноканевых мембран (5, 7), образующих совместно шесть камер (А—Е), а также клапана и двух пар «сопло — заслонка». Входное давление через канал 10 подается в камеру Д.

Давление питания через канал 9 поступает непосредственно в камеру А и через пневмосопротивление 8, конструктивно встроенное в элемент, в камеру В. Выходом элемента является канал 1

Камера В является емкостью, заключенной между негерметизируемым пневмосопротивлением 8 и пневмосопротивлением, образующим парой «сопло — заслонка» 3. Выходная камера В соединена с камерами отрицательной обратной связи Г и Е.

При увеличении входного давления в камере Д сброс в атмосферу через пару «сопло — заслонка» 4 уменьшается, мембраны 6 и 7 прогибаются и выходное давление возрастает. При уменьшении выходного давления, например вследствие увеличения расхода

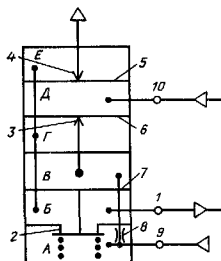


Рис. 5.12. Пневмоповторитель — усилитель мощности типа П2П.7

да в выходной коммуникации, пневмоповторитель работает аналогично.

При уменьшении входного давления и соответствующем уменьшении давления в камере В или при увеличении выходного давления, например вследствие повышения давления питания, и при неизменном входном давлении в камере Е проходное давление пары «сопло - заслонка» 4 увеличивается и давление на выходе пневмоповторителя уменьшается.

Пневмоповторитель — усилитель мощности проверяется на герметичность, на погрешность повторения входного сигнала и на наличие порога чувствительности. Допустимая погрешность для пневмоповторителя — усилителя мощности должна быть не более $\pm 0,5\%$ рабочего диапазона изменения входного сигнала, т. е. $\Delta \leq 80 \cdot 0,005 = 0,4$ кПа.

Порог чувствительности должен быть не более 0,1 рабочего диапазона изменения входного сигнала.

5.2. КОМПЛЕКС ЭЛЕМЕНТОВ И МОДУЛЕЙ ПНЕВМОАВТОМАТИКИ

В настоящее время наряду с элементами УСЭППА приборостроительной промышленности выпускается новый комплекс элементов и модулей пневмоавтоматики (КЭМП). Элементы и модули КЭМП отличаются от элементов УСЭППА существенно меньшими габаритными размерами, большим сроком службы, лучшими техническими характеристиками основных параметров.

Методы проверки и настройки элементов и модулей КЭМП и элементов УСЭППА не имеют принципиальных различий.

В качестве примера рассмотрим устройство и принцип действия некоторых элементов КЭМП.

Пневмоповторитель типа ПАМП-1. Пневмоповторитель предназначен для создания выходного сигнала, равного по давлению входному сигналу.

Пневмоповторитель (рис. 5.13) состоит из двух секций, металлических и резинотканевых прокладок, мембраны из полиэтиленерефталатной (лавсановой) пленки 16, мембраны из резинотканевого полотна 15, двух пар «сопло - заслонка».

Секции, прокладки и мембраны образуют четыре камеры А, В, Г. Давление питания подается в канал 9 и поступает в камеру А через пневмосопротивление 18, конструктивно входящее в повторитель. Входной сигнал через каналы 4 и 6 подается

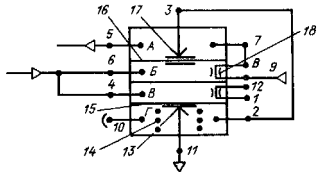


Рис. 5.13. Принципиальная схема пневмоповторителя типа ПАМП-1:

1 — входной канал пневмосокращения; 2, 10 — каналы камеры Г; 3 — канал сопла 17; 4, 6 — каналы камер Б и В; 5 — выходной канал элемента; 7 — канал камеры А; 8 — выходной канал пневмосопротивления 18, 9 — канал для поступления давления питания, 11 — выходной канал сопла 13; 12 — выходной канал пневмосопротивления; 14 — пружина; 15 — резинотканевое полотно; 16 — полиэтиленерефталатная пленка; 17 — сопло; 18 — пневмосопротивление

в камеры Б и В. Выходом элемента является канал 5. Давление в камере Г отличается от давления в камерах А — В при любом входном давлении на постоянное значение, обусловленное усилием пружины 14. При изменении входного давления меняется зазор между соплами и мембранами, вследствие чего изменяется расход воздуха в атмосферу, а следовательно, и выходное давление. Каждому значению входного давления соответствует такое положение мембраны, при котором давления в камерах А, В равны.

Порог чувствительности элемента 0,05% рабочего диапазона изменения выходного сигнала.

Пневмоповторитель со сдвигом типа ПАМП-2 предназначен для создания выходного сигнала, отличающегося по давлению от входного сигнала на постоянное значение (сдвига).

Давление питания подается к каналам 9 и 12 (рис. 5.14) и поступает через пневмосопротивления 13, 19 соответственно в камеры Б — Г и камеру В. Входное давление через канал 6 подается в камеру А. Выходом элемента является канал 4 из камеры Б.

Установка сдвига производится винтом 17. Каждому положению установочного винта соответствует определенное значение сдвига. Выходное давление больше или меньше входного на значение сдвига во всем диапазоне изменения входного сигнала. При увеличении входного давления мембрана 18 прогибается в сторону камеры Б, перекрывает сопло шарикового клапана 15, давление в камере В повышается, мембрана 14 проги-

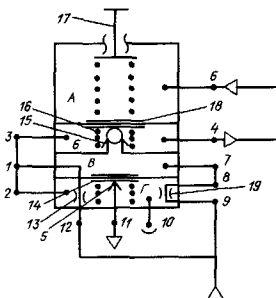


Рис. 5.14. Принципиальная схема пневмоповторителя со сдвигом типа ПАМП-2:

1 — канал пневмосопротивления 13, 2, 10 — каналы камеры Г; 3 — канал камеры Б; 4 — выходной канал камеры Б, 5 — сопло камеры Г, 6 — канал камеры А; 7 — канал камеры В, 8 — канал пневмосопротивления 19, 9, 12 — клапаны питания, 11 — канал сопла 5; 13, 19 — пневмосопротивления, 14, 18 — мембраны, 15 — шариковый клапан, 16 — пружина, 17 — винт

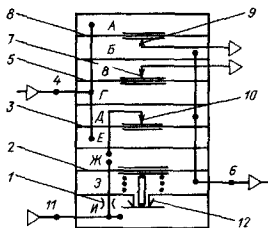


Рис. 5.15. Принципиальная схема пневмоповторителя — усилителя мощности типа ПАМП-3

бается в сторону камеры Г, перекрывая сопло сброса воздуха 5 в атмосферу, и выходное давление увеличивается.

При уменьшении входного давления давление в камере В понижается, сопло сброса в атмосферу открывается и выходное давление уменьшается. Каждому значению выходного давления соответствует такое положение мембраны, при котором $P_{\text{вых}} = P_{\text{вх}} \pm \pm P_c$, где P_c — установленный сдвиг

Диапазон сдвига — не менее ± 15 кПа. Непостоянство выходного давления в функции времени при постоянном значении входного сигнала — не более $\pm 0,5\%$ рабочего диапазона изменения выходного сигнала.

Допустимый диапазон изменения входного и выходного сигналов, кПа, $(80 - P_c)$, где P_c — сдвиг.

Пневмоповторитель — усилитель мощности типа ПАМП-3 предназначен для создания выходного сигнала, равного по давлению входному сигналу и усиленного по мощности (расходу).

Пневмоповторитель — усилитель мощности состоит из четырех секций (рис. 5.15), металлических и резиноканевых прокладок, четырех мембран из полиэтилентерефталатной (лавсановой) пленки 2, 3, 5 и 8, двух пар «сопло — заслонка» 10, 7, клапана набора 12 и клапана мощного сброса выходного давления 9. Секции, прокладки и мембраны образуют девять камер А И.

Давление питания подается через канал 11 в камеру И и через пневмосопротивление 1, конструктивно входящее в повторитель, — в камеру Ж. Выходное давление через канал 4 подается в камеры А, Г и Е. Выходом элемента является канал 6

Камера Ж это пневмемкость, заключенная между пневмосопротивлением 1 и пневмосопротивлением, образуемым парой «сопло — заслонка» 10. Значение давления в пневмемкости, определяемое значением входного давления, управляет набором (из камеры И) выходного давления. Выходная камера 3 соединена с камерами отрицательной обратной связи В и Д и камерой мощного сброса воздуха в атмосферу Б

При увеличении входного давления сброс воздуха в атмосферу через пару «сопло — заслонка» 7 уменьшается, мембрана 3 прогибается в сторону камеры Д, а мембрана 2 в сторону камеры 3, проходное сечение клапана 12 увеличивается и выходное давление возрастает. Пневмоповторитель работает аналогично при уменьшении выходного давления, например вследствие увеличения расхода в выходной линии

При уменьшении входного давления и соответствующем уменьшении давления в камере Ж клапан 12 закрывается и одновременно открывается клапан 9. Происходит мощный сброс воздуха в атмосферу, в результате чего давление на выходе пневмоповторителя уменьшается. В установившемся режиме работы пневмоповторителя клапан 9 закрыт.

Сумматор на три входа типа СМАМП предназначен для алгебраического суммирования трех пневматических аналоговых сиг-

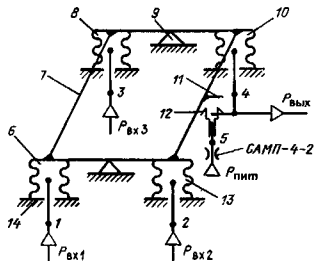


Рис. 5.16. Принципиальная схема сумматора на три входа типа САМПИ

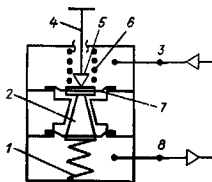


Рис. 5.17. Принципиальная схема пневмосопротивлений регулируемых типов САМПИ-1, САМПИ-2, САМПИ-3

налов, из которых два суммируются и один вычитается.

Сумматор содержит сильфоны 6, 8, 10, 13 (рис. 5.16), нижняя часть которых жестко связана с основанием 14, а верхняя — с коромыслом 7, укрепленным на основании с помощью шарнира 9, заслонки 11, укрепленной на коромысле, и сопла 12.

Сумматор работает в комплекте с пневмосопротивлением, регулируемым САМПИ-4-1, и реализует функцию

$$P_{\text{вых}} = P_{\text{вх1}} - P_{\text{вх2}} + P_{\text{вх3}}.$$

Давление питания через пневмосопротивление по каналу 5 подается в сопло 12. Выходные сигналы подаются через каналы 1—3 в сильфоны 6, 8 и 13. Выходной сигнал отводится от сопла 12, связанного обратной связью с сильфоном 10, и через канал 4 поступает на выход. При подаче входных сигналов в сильфоны на коромысле 7 возникает момент, который вызывает поворот коромысла. При этом меняется зазор между соплом

12 и заслонкой 11, в результате чего изменяется давление на выходе и в сильфоне обратной связи. Процесс происходит до тех пор, пока момент, создаваемый сильфоном обратной связи, не уравнивает сумму моментов, создаваемых входными сильфонами.

Пневмосопротивление регулируемое типа САМПИ-1 предназначено для ограничения расхода воздуха. Расход через пневмосопротивление зависит от перепада давления до и после него и от кольцевого зазора, через который проходит воздух.

Пневмосопротивление состоит из корпуса (рис. 5.17), конического штока 2, жестко связанного с двумя плоскими пружинами 7, маховичка 5, толкателя 4 и цилиндрических пружин 1, 6.

Входное давление подается по каналу 3, выходное давление отводится по каналу 8. Расход воздуха через пневмосопротивление устанавливается путем изменения проходного сечения кольцевого зазора, через который проходит воздух.

Настройка расхода производится поворотом маховичка 5, перемещающего вдоль оси толкателя 4, который непосредственно контактирует с коническим штоком 2. При этом конический шток перемещается в конусном отверстии, выполненном в корпусе элемента.

Цилиндрические пружины 1, 6 возвращают конический шток в исходное положение.

Пневмосопротивление регулируемое типа САМПИ-2 (рис. 5.17) предназначено для ограничения расхода воздуха. Оно отличается от пневмосопротивления типа САМПИ-1 большим рабочим ходом конического штока и конструктивным исполнением шкалы.

Пневмосопротивление регулируемое типа САМПИ-3 предназначено для ограничения расхода воздуха. Оно отличается от пневмосопротивлений регулируемых типов САМПИ-1 и САМПИ-2 (рис. 5.17) тем, что вместо маховичка со шкалой имеет регулировочный винт, поворотом которого и производится настройка сопротивления.

Компаратор типа КАМПИ предназначен для сравнения двух непрерывных пневматических сигналов и формирования на выходе дискретных пневматических сигналов 0 или 1.

Компаратор состоит из двух секций, металлических и резиноканевых прокладок, двух мембран из полнотелентерфталатной (лавсановой) пленки 2, 5 (рис. 5.18), пневмоконтакта «сопло — заслонка» 7, клапана, выполненного в виде двух сопел 1, 10, и расположенного между ними резинового диска 12.

Секции, прокладки и мембраны обра-

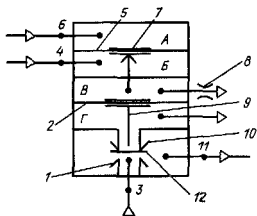


Рис. 5.18. Принципиальная схема компаратора типа КАМП

зуют четыре камеры (А — Г). Давление питания подается через канал 3 в сопло 1, выходной сигнал отводится через канал 11. Два сравниваемых сигнала подаются через каналы 4, 6 в камеры А и Б.

Если давление в камере А меньше давления в камере Б, мембрана 5 открывает сопло пневмоконтakta 7 и давление в камере В повышается. Под действием этого давления мембрана 2 перемещается в сторону камеры Г, вследствие чего диск 12, передвигаясь под действием штока 9, перекрывает сопло питания 1; выходной канал 11 через камеру Г соединяется с атмосферой, и на выходе компаратора формируется сигнал 0.

Если давление в камере А превышает давление в камере Б, мембрана 5 закрывает сопло и сжатый воздух из камеры В через пневмосопротивление 8 сбрасывается в атмосферу. Под действием давления питания диск 12, перемещаясь вверх, открывает сопло 1, закрывает сопло 10, и на выходе компаратора формируется сигнал 1.

5.3. ТИПОВЫЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ЗВЕНЬЯ В СИСТЕМАХ И УСТРОЙСТВАХ ПНЕВМОАВТОМАТИКИ

Из элементов УСЭППА и КЭМП при разработке регулирующих устройств пневмоавтоматики формируются различные сочетания — соединения, которые реализуют определенные функциональные зависимости выходного сигнала от входного. Так как эти соединения используются во многих устройствах, выпускаемых отечественной приборостроительной промышленностью, и в динамическом отношении являются типовыми элементарными звеньями, то их целесообразно рассмотреть отдельно.

Принципиальная пневматическая и структурная схемы соединения из элементов УСЭППА, реализующие апериодическое звено, представлены на рис. 5.19. Звено образуется с помощью переменного пневмосопротивления с проводимостью β и пневмомемкостью V .

Расход воздуха через пневмосопротивление пропорционален перепаду давления на нем:

$$dG/dt = \beta(P_{\text{вх}} - P_{\text{вых}}), \quad (5.11)$$

где dG/dt — массовый расход воздуха через пневмосопротивление в единицу времени; β — проводимость пневмосопротивления; $P_{\text{вх}}$ и $P_{\text{вых}}$ — давление на входе и выходе соединения соответственно.

Уравнение универсального газового закона для пневмомемкости имеет вид

$$GR\theta = P_{\text{вых}}V, \quad (5.12)$$

где R — универсальная газовая постоянная, равная 2930 см/К; θ — абсолютная температура.

С учетом (5.11) выражение (5.12) запишется в виде

$$dG/dt = (V/R\theta)(dP_{\text{вых}}/dt) - \\ = \beta(P_{\text{вх}} - P_{\text{вых}})$$

или

$$T_p(dP_{\text{вых}}/dt) + P_{\text{вых}} = P_{\text{вх}}, \quad (5.13)$$

где $T_p = V/(\beta R\theta)$ — постоянная времени апериодического звена.

Из (4.13) находим передаточную функцию звена:

$$W(p) = 1/(T_p p + 1). \quad (5.14)$$

Параметром настройки апериодического звена является его постоянная времени T_p . Она определяется по экспериментальной переходной характеристике звена, полученной при ступенчатом единичном входном воздействии.

Апериодическое звено демпфирует входной сигнал. В связи с этим в структурных схемах автоматических регуляторов постоянно

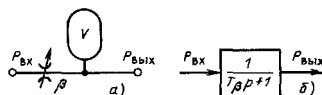


Рис. 5.19. Апериодическое звено: а — принципиальная пневматическая схема; б — структурная схема

ная времени аperiodического звена часто обозначается $T_{дф}$. Чем больше постоянная времени $T_{дф}$, тем больше инерционность аperiodического звена и тем больше демпфируется входной сигнал

Интегрирующее звено

Если к выходу мембранного сумматора подключить аperiodическое звено, охваченное положительной обратной связью, то из элементов УСЭППА можно составить устройство с интегрирующими свойствами (рис. 5.20). Условие равновесия мембранного сумматора, приведенного на рис. 5.20, а,

$$P_1 - P_3 - P_2 + P = 0.$$

Поскольку для аperiodического звена $P_3 = P + T_{\beta}(dP/dt)$, то

$$P_1 - P_2 - T_{\beta}(dP/dt) = 0, \quad (5.15)$$

откуда

$$P = \frac{1}{T_{\beta}} \int_0^t (P_1 - P_2) dt.$$

Следовательно, схема на рис. 5.20, а выполняет операцию интегрирования разности входных делений $P_1 - P_2 = \Delta P_1$.

Дифференциальное уравнение (5.15) после преобразования по Лапласу примет вид

$$\Delta P_1(p) - P(p) p T_{\beta} = 0$$

или

$$\Delta P_1(p) = T_{\beta} p P(p).$$

Передачная функция интегрирующего звена

$$W(p) = 1/(T_{\beta} p), \quad (5.16)$$

где $T_{\beta} = T_{\beta}$ — постоянная времени интегрирования.

Передачную функцию интегратора можно найти по его структурной схеме, изображенной на рис. 5.20, б. Аperiodическое

звено с передачной функцией $1/(T_{\beta} p + 1)$ охвачено положительной обратной связью. Передачная функция такого соединения

$$W(p) = 1/T_{\beta} p + 1/[1 - 1/(T_{\beta} p + 1)] = 1/(T_{\beta} p)$$

Параметром настройки интегрирующего звена является его постоянная времени T_{β} , определяемая из переходной характеристики интегратора.

Звено прямого предварения

Операция дифференцирования (прямого предварения) на элементах УСЭППА может быть реализована как на пяти-, так и на трехмембранных сумматорах. Рассмотрим наиболее часто применяющиеся схемы дифференцирования — звенья прямого предварения, реализованные на трехмембранных сумматорах и представленные на рис. 5.21. При реализации звеньев прямого предварения сопл C_2 трехмембранного сумматора заглушается и в работе не участвует.

Условие равновесия сумматора, включенного по схеме рис. 5.11, а, имеет вид

$$P_1 f + P_2 (f - F) + P f = 0, \quad (5.17)$$

где P_2 — выходное давление аperiodического звена, образованного переменным дросселем с проводимостью β и пневмемкостью V , F и f — площади большой и малой мембран сумматора. P_1 — входное давление; $P_{\text{вых}}$ — выходное давление звена прямого предварения.

Переходные процессы в аperiodическом звене определяются дифференциальным уравнением

$$T_{\beta}(dP_2/dt) + P_2 = P_1. \quad (5.18)$$

Уравнения (5.17) и (5.18) после преобразований по Лапласу будут иметь вид

$$P_1(p)F + P_2(p)(f - F) + P(p)f = 0;$$

$$P_2(p)(T_{\beta} p + 1) = P_1(p).$$

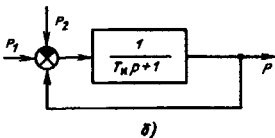
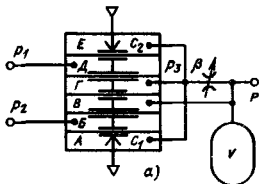


Рис. 5.20 Интегратор.

а — принципиальная пневматическая схема, б — структурная схема

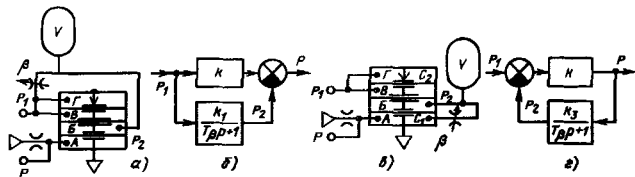


Рис. 5.21. Схемы звеньев прямого предупреждения:

а и в — принципиальные пневматические схемы;
б и г — структурные схемы

Решив совместно эти уравнения, после исключения из них промежуточной переменной $P_2(p)$ получим

$$P_1(p)F + P_1(p)(f - F)/(T_B p + 1) = P(p)f \quad (5.19)$$

или

$$P_1(p)(FT_B p/f + 1)/(T_B p + 1) = P(p).$$

Передающая функция звена прямого предупреждения

$$W(p) = (kT_B p + 1)/(T_B p + 1), \quad (5.20)$$

где $k = F/f$ — коэффициент передачи звена. Для трехмембранного сумматора типа П2ЭС.1 $k \approx 8,5$.

Представим передаточную функцию (5.20) звена в виде

$$W(p) = k - (k - 1)/(T_B p + 1). \quad (5.21)$$

Из (5.21) следует, что дифференциатор — звено прямого предупреждения, выполненное по схеме на рис. 5.21, а, структурно можно представить как параллельное соединение усилительного звена с передаточной функцией $W_1(p) = k$ и апериодического звена с передаточной функцией $W_2(p) = k_1/(T_B p + 1)$, выходной сигнал которого суммируется с выходным сигналом звена $W_1(p)$ с обратным знаком (рис. 5.21, б).

При этом

$$k_1 = k - 1 = (F - f)/f \approx 7,5 \quad (5.22)$$

Из (5.20) видно, что звено, выполняемое по схеме на рис. 5.21, а, в динамическом отношении является интегрирующим звеном.

Так как отношение $T_A/T_n = k \approx 8,5 > 1$, то в целом это интегрирующее звено обладает дифференцирующими свойствами.

На рис. 5.21, в усилитель включен по схеме повторения и охвачен инерционной отри-

цательной обратной связью, подаваемой с выхода инерционного звена в камеру Б. В схеме на рис. 5.21, в давление, формирующееся на выходе звена, определяется выражением

$$P_1 F - P_2(F - f) - P f = 0. \quad (5.23)$$

Решая совместно (5.18) и (5.23), получаем

$$T_B(f/F)(dP/dt) + P = T_B(dP_1/dt) + P_1. \quad (5.24)$$

С учетом этого передаточная функция звена, выполненного по схеме на рис. 5.21, в, определяется выражением

$$W(p) = (T_B p + 1)/(k_2 T_B p + 1), \quad (5.25)$$

где $k_2 = f/F$ — коэффициент передачи (для элемента П2ЭС.1 $k_2 = 1/k \approx 1/8,5$).

Так как для схемы на рис. 5.2, в $T_A/T_n \approx T_B/k_2 T_B$, $k \approx 8,5$, то в динамическом отношении схемы включения элемента П2ЭС.1 на рис. 5.21, а и в эквивалентны.

Структурная схема дифференцирования, выполненная по схеме на рис. 5.21, в, представлена на рис. 5.21, г. Коэффициент передачи апериодического звена обратной связи

$$k_3 = (F - f)/F = k - 1 \approx 7,5. \quad (5.26)$$

Из (5.20) и (5.25) следует, что в установившихся состояниях давление на выходе схемы равно давлению на входе: $P_0 = P_{1.0}$.

При скачкообразном увеличении входного давления $P_{1.0}$ на величину $\Delta P_{1.0}$ мембранный блок пойдет вниз и прикроет сопло С₁. В результате этого давление на выходе усилителя в соответствии с (5.20) возрастет:

$$\Delta P_0 = \Delta P_{1.0} T_A/T_n = k \Delta P_{1.0} = \Delta P_{1.0}/k_2 \approx 8,5 \Delta P_{1.0}.$$

В последующие моменты времени начнет возрастать давление P' на выходе инерционного звена. Это давление через апериодическое звено подается в камеру Б

и вызывает уменьшение выходного давления P . График изменения выходного давления при скачкообразном изменении входного давления представлен на рис. 5.22, а. Из рис. 5.22, а видно, несмотря на то, что звено прямого предварения обладает хорошими дифференцирующими свойствами, наличие в его передаточной функции балластной составляющей искажает процесс дифференцирования. Степень этого искажения можно описать следующей функцией (5.20) звена в иде

$$W(p) = (kT_p p + 1) / (T_p p + 1) = W_{пв}(p) W_6(p),$$

где

$$W_{пв}(p) = kT_p p + 1; \quad (5.27)$$

$$W_6(p) = 1 / (T_p p + 1). \quad (5.28)$$

Для схемы рис. 5.21, в с учетом (5.25) имеем

$$W_{пв}(p) = T_p p + 1; \quad (5.29)$$

$$W_6(p) = 1 / (k_2 T_p p + 1). \quad (5.30)$$

Таким образом, реальное звено прямого предварения в динамическом отношении можно представить в виде идеального блока предварения с передаточной функцией $W_{пв}(p)$ и соединенного с ним некоторого балластного звена $W_6(p)$, которое вносит искажения в работу блока предварения. Так как $T_p \ll kT_p$ и $T_p \gg k_2 T_p$, то для низкочастотных систем влиянием балластного звена можно пренебречь и принимать передаточную функцию звена прямого предварения в виде (5.27) или (5.29).

Параметры настройки звена прямого предварения определяются по его временной характеристике при изменении давления на входе с постоянной скоростью.

При изменении входного давления с постоянной единичной скоростью $(dP_1/dt)_{t=0} = 1$ в соответствии с (5.20) изменение выходного давления определяется выражением

$$P = (1/k - 1) T_p e^{-kt/T_p} + (1 - 1/k) T_p + t.$$

После окончания переходного процесса (при $t \rightarrow \infty$) установившийся переходный процесс будет определяться выражением

$$P = (1 - 1/k) T_p + t.$$

В общем случае при изменении входного давления с постоянной скоростью (рис. 5.22, б)

$$\Delta P_1 = (dP_1/dt)_{t=0} \Delta t = \Delta t \operatorname{tg} \alpha.$$

В установившемся состоянии входное давление будет изменяться с той же скоростью:

$$\Delta P = (1 - 1/k) T_p \operatorname{tg} \alpha + \Delta t \operatorname{tg} \alpha.$$

При этом для каждого момента времени значение выходного давления будет больше значения входного давления на $(1 - 1/k) T_p \operatorname{tg} \alpha$.

Время опережения (предварения) $\Delta t_{пв} = t_2 - t_1$ входного давления на рис. 5.22, б можно найти из условия

$$\Delta t_{пв} \operatorname{tg} \alpha = (1 - 1/k) T_p \operatorname{tg} \alpha,$$

откуда

$$\Delta t_{пв} = (1 - 1/k) T_p. \quad (5.31)$$

Переходные процессы в идеальном блоке предварения определяются дифференциальным уравнением

$$P = T_{пв} (dP_1/dt) + P_1 \quad (5.32)$$

где $T_{пв}$ — постоянная времени предварения.

При изменении P_1 с постоянной скоростью приращение давления $\Delta P_1 = \Delta t \operatorname{tg} \alpha$ и $(dP_1/dt) = \operatorname{tg} \alpha$. С учетом этого из (5.32) находим

$$\Delta P = T_{пв} \operatorname{tg} \alpha + \Delta t \operatorname{tg} \alpha.$$

При $t = 0$ происходит ступенчатое увеличение выходного давления на $\Delta P_0 = T_{пв} \operatorname{tg} \alpha$. В последующие моменты времени выходное давление нарастает с той же постоянной скоростью, что и входное.

Из условия $\Delta P_1 = \Delta P_0$ находим, что время опережения идеального блока предвари-

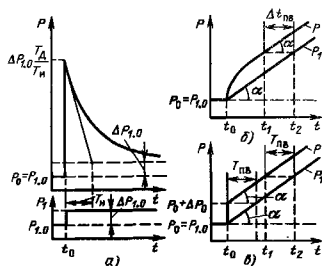


Рис. 5.22. Характер изменения давления на выходе звена прямого предварения: а — при ступенчатом входном воздействии; б — при изменении входного давления P_1 с постоянной скоростью в реальном дифференциаторе; в — в идеальном дифференциаторе

ния (рис. 5.22, б)

$$t_2 - t_1 = T_{\text{пв}}.$$

Из сравнения рис. 5.22, б и в следует, что реальное звено прямого предварения в динамическом отношении с достаточной для практических расчетов точностью можно представить в виде идеального блока предварения с постоянной времени предварения

$$W_{\text{пв}}(p) = T_{\text{пв}}p + 1, \quad (5.33)$$

где

$$T_{\text{пв}} = (1 - 1/k) T_{\beta}. \quad (5.34)$$

При реализации звена прямого предварения по схеме на рис. 5.15, в

$$T_{\text{пв}} = (1 - k_2) T_{\beta}. \quad (5.35)$$

С учетом (5.34) действительные передаточные функции (5.27) и (5.28) звена, выполненного по схеме на рис. 5.21, а, запишутся в виде

$$W_{\text{пв}}(p) = k_2 T_{\beta} p / (k - 1) + 1; \quad (5.36)$$

$$W_{\beta}(p) = 1 / [k T_{\beta} p / (k - 1) + 1]. \quad (5.37)$$

Соответственно с учетом (5.35) для схемы на рис. 5.21, в получим

$$W_{\text{пв}}(p) = T_{\beta} p / (1 - k_2) + 1, \quad (5.38)$$

$$W_{\beta}(p) = 1 / [k_2 T_{\beta} p / (1 - k_2) + 1]. \quad (5.39)$$

Дифференциальный делитель давления

В различных устройствах пневмоавтоматики находят широкое применение дифференциальные делители давления из переменных и постоянных пневмосопротивлений (дросселей), образующих четырехполюсник на два входа и два выхода, принципиальная схема которого представлена на рис. 5.23.

Дифференциальный делитель давления по каналам 1-3 и 2-3 можно представить как дроссельный сумматор (см. рис. 5.9), для которого по каналу 2-3 проводимости α_2 и β дросселей II и III соединены последовательно.

С учетом этого запишем

$$1/\alpha_{2-3} = 1/\alpha_2 + 1/\beta,$$

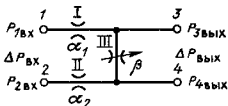


Рис. 5.23. Принципиальная пневматическая схема дифференциального делителя давле-

ния

откуда

$$\alpha_{2-3} = \alpha_2 \beta / (\alpha_2 + \beta),$$

где α_{2-3} — проводимость дифференциального делителя давления по каналу 2-3.

С учетом (5.6) запишем

$$P_{3\text{вых}} = \alpha_1 P_{1\text{вх}} / (\alpha_1 + \alpha_{2-3}) + \alpha_{2-3} P_{2\text{вх}} / (\alpha_1 + \alpha_{2-3})$$

или

$$P_{3\text{вых}} = [\alpha_1 (\alpha_2 + \beta) P_{1\text{вх}} + \alpha_2 \beta \times \times P_{2\text{вх}}] / [\alpha_1 \alpha_2 + (\alpha_1 + \alpha_2) \beta]. \quad (5.40)$$

Аналогично

$$P_{4\text{вых}} = \alpha_{1-4} P_{1\text{вх}} / (\alpha_2 + \alpha_{1-4}) + \alpha_2 P_{2\text{вх}} / (\alpha_2 + \alpha_{1-4})$$

или

$$P_{4\text{вых}} = [\alpha_1 \beta P_{1\text{вх}} + \alpha_2 (\alpha_1 + \beta) P_{2\text{вх}}] / [\alpha_1 \alpha_2 + (\alpha_1 + \alpha_2) \beta], \quad (5.41)$$

где $\alpha_{1-4} = \alpha_1 \beta / (\alpha_1 + \beta)$ — проводимость дифференциального делителя давления по каналу 1-4.

Если за вход дифференциального делителя давления принять разность $\Delta P_{\text{вх}} = P_{1\text{вх}} - P_{2\text{вх}}$, а за выход — разность $\Delta P_{\text{вых}} = P_{3\text{вых}} - P_{4\text{вых}}$, то с учетом (5.41) и (5.42) получим

$$\Delta P_{\text{вых}} = \alpha_1 \alpha_2 \Delta P_{\text{вх}} / [\alpha_1 \alpha_2 + (\alpha_1 + \alpha_2) \beta] \quad (5.42)$$

или

$$\Delta P_{\text{вых}} = k \Delta P_{\text{вх}}, \quad (5.43)$$

где

$$k = \alpha_1 \alpha_2 / [\alpha_1 \alpha_2 + (\alpha_1 + \alpha_2) \beta] \quad (5.44)$$

— коэффициент передачи дифференциального делителя давления по каналу « $\Delta P_{\text{вх}}$ — $\Delta P_{\text{вых}}$ ».

В пневматических регулирующих устройствах проводимости постоянных дросселей α_1 и α_2 , как правило, примерно равны.

В этом случае коэффициент передачи (5.44) будет равен

$$k = \alpha / (\alpha + 2\beta). \quad (5.45)$$

При полностью закрытом переменном дросселе $\beta \rightarrow 0$, $k = 1$; при полностью открытом $\beta \rightarrow \infty$, $k = 0$.

Таким образом, при настройке дифференциального делителя давления (рис. 5.23), регулируя степень открытия переменного дросселя, коэффициент передачи можно плавно изменять от 0 до 1.

5.4. ОБЩИЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ ТРЕБОВАНИЯ И МЕТОДЫ ПРОВЕРКИ ПНЕВМАТИЧЕСКИХ РЕГУЛЯТОРОВ

Общие технические требования и методы проверки пневматических регуляторов определяются типом регуляторов по ГОСТ 9988—84. Тип регулятора по ГОСТ 9988—84 определяется его законом регулирования: ПЗ-1 позиционное регулирование, ПЗ-2 позиционное регулирование с зоной возврата, П — пропорциональное регулирование, ПД-1 — пропорционально-дифференциальное регулирование, ПД-2 прямое предвращение, ПД-3 — обратное предвращение, ПИ — пропорционально-интегральное регулирование, ПИД — пропорционально-интегрально-дифференциальное регулирование.

Технические требования

Регуляторы должны быть изготовлены в соответствии с требованиями ГОСТ 9988—84, ГОСТ 13053—76, техническими условиями на регуляторы конкретных типов по рабочим чертежам, утвержденным в установленном порядке.

Пределы допустимой основной погрешности γ в процентах от нормирующего значения входного (выходного) сигнала выбираются из ряда $\pm 0,25; \pm 0,4; \pm 0,5; \pm 0,6; \pm 1,0$.

За основную погрешность следует принимать:

а) для регуляторов типа ПЗ-1 наибольшее значение входного сигнала, при котором выходной сигнал изменяется от нижнего до верхнего или от верхнего до нижнего предельного значения и которое выражено в процентах от нормирующего значения входного сигнала;

б) для регуляторов типа ПЗ-2 — наибольшую разность установленного предельного $x \pm 0,5\Delta_v$ и действительного значений регулируемой величины, при которой выходной сигнал изменяется от нижнего до верхнего или от верхнего до нижнего значения и которая выражена в процентах от нормирующего значения входного сигнала,

в) для регуляторов типов П и ПД с зоной пропорциональности $\delta < 100\%$ — наибольшее значение входного сигнала, выраженное в процентах нормирующего значения входного сигнала при значении выходного сигнала, равном y_0 , а с зоной пропорцио-

нальности $\delta \geq 100\%$ — наибольшую разность значений выходного сигнала и y_0 , выраженную в процентах рабочего диапазона изменения выходного сигнала, при значении входного сигнала, равном нулю;

г) для регуляторов типов ПД-2 и ПД-3 — наибольшую разность входного и выходного сигналов, выраженную в процентах нормирующего значения входного сигнала при установившихся значениях входного и выходного сигналов;

д) для регуляторов типов ПИ и ПИД — наибольшее значение входного сигнала, выраженное в процентах нормирующего значения входного сигнала при установившемся выходном сигнале.

Изменение погрешности при изменении зоны пропорциональности в пределах шкалы не должно превышать значений, указанных в технических условиях на регуляторы конкретных типов. При этом указанное изменение погрешности при зоне пропорциональности, равной 250% и менее, не должно превышать значения предела допустимой основной погрешности, а при зоне пропорциональности, превышающей 250% , это изменение не должно превышать $0,005 \delta y$, но не более 2γ .

Допустимые отклонения действительных значений параметров настройки от значений, указанных на шкалах органов настройки регуляторов, должны быть установлены в долях номинальных значений числовых отметок шкал и не должны превышать значений, указанных в табл. 5.2

Нелинейность статических характеристик для регуляторов типов П, ПД, ПИ и ПИД устанавливает в технических условиях на регуляторы конкретных типов

Динамическая погрешность регуляторов аппаратного типа не должна превышать 10% по модулю и 15° по фазе при частотах $\omega \leq 0,1$ рад/с для регуляторов типов П и ПИ и при $\omega \leq 1/T_{\text{пр}}$ рад/с для регуляторов типов ПД, ПИД при постоянной времени предвращения $T_{\text{пр}} \leq 10$ с.

Регуляторы в местах уплотнений должны быть герметичными при давлении воздуха 160 кПа.

Регуляторы аппаратного типа должны выдерживать перегрузку по входному сигналу до 140 кПа для изделий, аттестованных по первой категории качества, и 154 кПа для изделий, аттестованных по высшей категории качества.

Регуляторы приборного типа должны выдерживать перегрузку по входному сигналу, на 25% превышающую его граничное рабочее значение.

Таблица 5.2. Допустимые отклонения значений параметров настройки на отметках шкал регуляторов

Параметр настройки	Значения допустимых отклонений для регуляторов	
	аппаратного типа	приборного (встроенного) типа
Зона пропорциональности на отметках шкал от 40 до 1000%	$\pm 0,15$	$\pm 0,20$
Время интегрирования и время изодрома на отметках шкал от 0,5 до 50 мин	$\pm 0,20$	$\pm 0,3$
Время предварения и время дифференцирования на отметках шкал от 0,5 до 10 мин	$\pm 0,20$	$\pm 0,30$

Проверка параметров регуляторов

Основную погрешность регуляторов определяют следующим образом:

а) для регуляторов типа ПЗ-1 устанавливают значение задания и изменяют значение регулируемой величины до тех пор, пока значение выходного сигнала не изменится от нижнего до верхнего и от верхнего до нижнего предельного значения. При этом основную погрешность проверяют при трех значениях регулируемой величины или задания, равных 10, 50 и 90% нормирующего значения входного сигнала, с отклонением не более $\pm 3\%$;

б) для регуляторов типа ПЗ-2 устанавливают предельные значения зоны возврата и изменяют регулируемую величину до тех пор, пока выходной сигнал не изменится от нижнего до верхнего и от верхнего до нижнего предельного значения, при этом отмечают значения регулируемой величины, при которых происходят указанные изменения выходного сигнала.

Предельные значения зоны возврата устанавливают на начальном, среднем и конечном значениях диапазона настройки зоны возврата и значениях задания, равных 10, 50 и 90% нормирующего значения входного сигнала, с отклонением не более $\pm 3\%$;

в) для регуляторов типов ПД-2 и ПД-3 проверку проводят при минимальном значении постоянной времени предварения для значений регулируемой величины, равных 10, 50 и 90% нормирующего значения входного сигнала, с отклонением не более $\pm 3\%$;

г) для регуляторов типов П и ПД-1 проверку следует проводить по схеме, приведенной на рис. 5.24, при установке переключателя в положение А. Регулятор проверяют при минимальных значениях постоянных времени изодрома, интегрирования, предварения и дифференцирования, при зоне пропорциональности, равной 100% для заданных значений регулируемой величины, и значений выходного сигнала, равных 10, 50 и 90% нормирующего значения выходного сигнала, с отклонением не более $\pm 3\%$.

При отсутствии точки $\delta = 100\%$ основную погрешность определяют для значения зоны пропорциональности, указанного в технических условиях на регуляторы конкретных типов.

Зону пропорциональности проверяют при заданном значении задания, равном 50% нормирующего значения входного сигнала, с отклонением не более $\pm 3\%$, и минимальном значении времени предварения для регуляторов ПД и ПИД на всех числовых отметках шкалы зоны пропорциональности.

Выходной сигнал регулятора при минимальном значении постоянной времени интегрирования или постоянной времени изодрома стабилизируют на значении 50% нормирующего значения выходного сигнала, с отклонением не более $\pm 3\%$, затем указав-

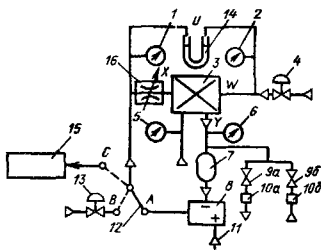


Рис. 5.24. Схема проверки регуляторов типов П, ПД-1, ПД-2, ПД-3, ПИ и ПИД:

1 — манометр для контроля переменного значения регулируемой величины; 2 — манометр для контроля заданного значения регулируемой величины; 3 — регулятор; 4 — датчик; 5 — манометр для контроля давления питания; 6 — показывающий или регулируемый манометр для контроля выходного давления; 7 — емкость; 8 — реле суммирования или ПИ-звено для испытаний регуляторов типов П и ПД; 9 — вентиль; 10 — устройство для измерения расхода; 11 — переменное смещение; 12 — переключатель; 13 — датчик; 14 — манометр для контроля сигнала ошибки; 15 — генератор линейно нарастающего сигнала; 16 — регулируемый пневморезистор

тель постоянной времени изодрома или постоянной времени интегрирования в регуляторах типов ПИ и ПИД переводят на отметку ∞ .

Для зоны пропорциональности $\delta \leq 100\%$ изменяют значение регулируемой величины так, чтобы выходной сигнал изменился от 20 до 100 кПа, и определяют Δx при $\Delta y = 80$ кПа; для зоны пропорциональности $\delta > 100\%$ изменяют значение регулируемой величины от 20 до 100 кПа и определяют Δy при $\Delta x = 80$ кПа.

Действительное значение зоны пропорциональности определяют в процентах по формуле

$$\Delta = \Delta x_{\text{н}} \cdot 100 / (\Delta x_{\text{н}}),$$

где $x_{\text{н}}$ — нормирующее значение регулируемой величины, равное разности его граничных значений; $y_{\text{н}}$ — нормирующее значение выходного сигнала, равное 80 кПа.

Для регуляторов типов ПИ и ПИД при проверке зоны пропорциональности емкость узла интегрирования может быть соединена с источником постоянного давления 60 кПа при установке указателя постоянной времени интегрирования на отметку шкалы ∞ .

Постоянные времени изодрома и интегрирования для регуляторов типа ПИ и ПИД проверяют при значении задания, равном 50% нормирующего значения входного сигнала, с отклонением не более $\pm 3\%$, минимальном значении постоянной времени предварения или времени дифференцирования, значении зоны пропорциональности, равном 100%, или другом значении, установленном в технических условиях на регуляторы конкретных типов на всех числовых отметках, и значении выходного сигнала 40–80 кПа.

Постоянную времени изодрома проверяют следующим образом.

Переключатель устанавливают в положение А (рис. 5.24).

При минимальном значении постоянной времени изодрома стабилизируют выходной сигнал на значении (60 ± 3) кПа, затем устанавливают указатель постоянной времени изодрома на отметку шкалы ∞ , переводят переключатель в положение В и изменяют регулируемую величину на равные по модулю и противоположные по знаку значения Δx в пределах $(17 \pm 3)\%$ его нормирующего значения, определяя при этом соответствующие изменения выходного сигнала $+\Delta y$ и $-\Delta y$.

Устанавливают указатель постоянной времени изодрома на проверяемую отметку шкалы, а регулируемую величину — на значе-

ние 50% $+\Delta x$ нормирующего значения входного сигнала с отклонением не более $\pm 3\%$.

Секундомером отмечают время $T_{\text{из1}}$, в течение которого выходной сигнал изменится на значение $+\Delta y$ (рис. 5.25, а).

Затем регулируемую величину устанавливают на значение 50% $-\Delta x$ нормирующего значения входного сигнала с отклонением не более $\pm 3\%$. Секундомером отмечают время $T_{\text{из2}}$, в течение которого выходной сигнал изменится на значение $-\Delta y$ (рис. 5.25, б).

Постоянную времени изодрома определяют как среднее арифметическое

$$T_{\text{из}} = (T_{\text{из1}} + T_{\text{из2}}) / 2.$$

Постоянную времени интегрирования проверяют следующим образом.

Переключатель устанавливают в положение В. При минимальном значении постоянной времени интегрирования стабилизируют выходной сигнал на значении (30 ± 3) кПа.

Устанавливают указатель постоянной времени интегрирования на проверяемую отметку и изменяют регулируемую величину на $\Delta x = (17 \pm 3)\%$ его нормирующего значения. Секундомером отмечают время $T_{\text{и1}}$, в течение которого выходной сигнал изменится на значение $\Delta y = \Delta x$ (рис. 5.25, а).

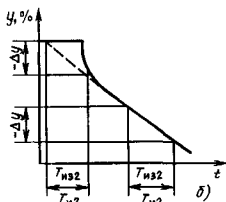
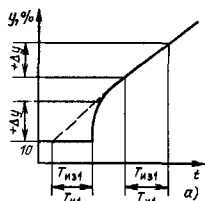


Рис. 5.25. График для определения постоянных времени изодрома и интегрирования

Затем стабилизируют выходной сигнал на значении (90 ± 3) кПа и изменяют регулируемую величину на $-\Delta x = (17 \pm 3)\%$ его нормирующего значения. Секундомером отсчитывают время $T_{и2}$, в течение которого выходной сигнал изменится на значение $-\Delta y = -\Delta x$ (рис. 5.25, б).

Постоянная времени интегрирования

$$T_{и} = (T_{и1} + T_{и2})/2.$$

Допускается определять постоянные времени изодрома и интегрирования по графику, приведенному на рис. 5.26, с использованием регистрирующих (самопишущих) приборов.

Постоянные времени предварения и дифференцирования для регуляторов типов ПД и ПИД проверяют при значении зоны пропорциональности, равной 100%, или другом значении, установленном в технических условиях на регуляторы конкретных типов, при максимальном значении постоянной

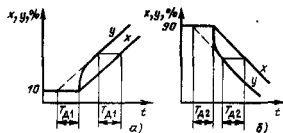


Рис. 5.26. Графики для определения постоянных времени дифференцирования и предварения при $\delta = 100\%$:

а — при линейно увеличивающемся входном сигнале, б — при линейно уменьшающемся входном сигнале

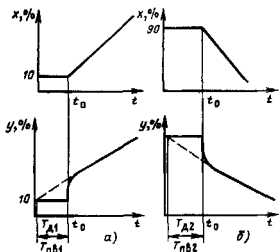


Рис. 5.27. График для определения постоянных времени дифференцирования и предварения при $\delta = 100\%$:

а — при линейно увеличивающемся входном сигнале; б — при линейно уменьшающемся входном сигнале

времени интегрирования или времени изодрома.

Проверку проводят по схеме, приведенной на рис. 5.24. Переключатель находится в положении С, смкость отключают.

При значении зоны пропорциональности, равной 100%, выходной сигнал регулятора стабилизируют на 10%, нормирующего значения выходного сигнала. Затем устанавливают время предварения на значение, подлежащее определению. При линейно нарастающем сигнале генератора отмечают время $T_{пв1}$ и $T_{д1}$, за которое регулируемая величина достигает значения выходного сигнала, и момент начала отсчета t_0 (рис. 5.26, а). Затем определяют $T_{пв2}$ и $T_{д2}$ при линейно убывающем сигнале регулируемой величины (рис. 5.26, б).

При значении зоны пропорциональности $\delta \neq 100\%$ выходной сигнал регистрируют по самопишущему прибору и значение постоянной времени дифференцирования определяют по графику, приведенному на рис. 5.27.

Допускается проверять постоянную времени предварения непосредственно с выхода звена предварения.

Постоянные времени предварения $T_{пв}$ и дифференцирования $T_{д}$ определяют как среднее арифметическое:

$$T_{пв} = (T_{пв1} + T_{пв2})/2;$$

$$T_{д} = (T_{д1} + T_{д2})/2.$$

Постоянные времени предварения и дифференцирования проверяют на всех числовых отметках шкалы.

Допускается при проверке постоянных времени предварения и дифференцирования переменять орган настройки в одном направлении.

5.5. УСТРОЙСТВА ПРЕДВАРЕНИЯ

Устройства предварения предназначены для введения в цепь регулирования какого-либо геологического процесса воздействия по скорости отклонения параметра от заданного значения (прямое предварение) или демпфирования сигнала, поступающего на вход регулирующего устройства (обратное предварение).

В зависимости от назначения приборостроительной промышленностью выпускаются устройства прямого и обратного предварения.

Устройство прямого предварения ПФ2.1

Принципиальная схема устройства представлена на рис. 5.28, а. Устройство состоит из трехмембранного усилителя давления IV,

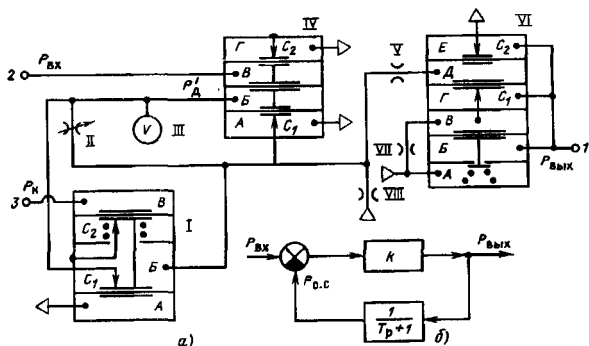


Рис. 5.28. Принципиальная (а) и структурная (б) схемы устройства прямого предварения типа ПФ2.1

усилителя мощности VI, отключающего реле I, переменного дросселя II, пневмоемкости III и постоянных дросселей V, VII и VIII.

В установившемся состоянии в устройстве обеспечивается равенство сигналов $P_{\text{вых}} = P_{\text{вх}}$.

При поступлении на вход 2 устройства сигнала $P_{\text{вх}}$ мембранный блок пневмоусилителя перемещается вниз, прикрывает сопло C_{IV} и уменьшает выход питающего воздуха в атмосферу. В результате повышается давление воздуха на входе повторителя сигнала-усилителя мощности VI, а следовательно, и на выходе 1 устройства $P_{\text{вых}}$. Одновременно этот сигнал через переменный дроссель II поступает в пневмоемкость III и минусовую камеру B пневмоусилителя IV. По мере заполнения воздухом пневмоемкости III давление в камере B будет возрастать, перемещая мембранный блок пневмоусилителя IV вверх, и при этом выходное давление $P_{\text{вых}}$ будет уменьшаться до значения $P_{\text{вых}} = P_{\text{вх}}$.

На рис. 5.28, б представлена структурная схема устройства предварения, соответствующая принципиальной схеме на рис. 5.28, а.

Передачная функция устройства

$$W(p) = \frac{k}{1 + k/(Tp + 1)} = \frac{k}{1 + k} \frac{Tp + 1}{Tp/(1 + k) + 1}$$

или

$$W(p) = k_1 (T_{\text{дп}} + 1) / (T_{\text{дп}} p + 1), \quad (5.46)$$

где $k_1 = k/(1 + k)$ — коэффициент передачи устройства, $T_{\text{дп}} = T/(1 + k)$ — постоянная времени интегрирования; $T_{\text{д}} = T$ — постоянная времени дифференцирования.

Так как даже при незначительном отклонении значения $P_{\text{вх}}$ (рис. 5.28, а) от заданного нарушается условие равновесия (5.23) и сопло C_{IV} полностью закрывается (открывается), то коэффициент передачи прямой цепи устройства $k \gg 1$ и $T_{\text{д}} \gg T_{\text{дп}}$.

Следовательно, устройство прямого предварения представляется в динамическом отношении интегрирующим звеном с резко преобладающими свойствами дифференцирующей составляющей.

С учетом того, что $k \gg 1$, для практических расчетов часто принимают значения $k_1 = k/(1 + k) \approx 1$ и $T_{\text{дп}} = T/(1 + k) \approx 0$. При этом передаточная функция (5.40) устройства имеет вид

$$W_{\text{пр}}(p) = T_{\text{дп}} p + 1, \quad (5.47)$$

где $T_{\text{дп}} = T_{\text{д}}$ — постоянная времени предварения.

* Здесь и далее для сокращения описания принципа работы пневматических устройств в индексах обозначений сопел и камер пневматических элементов указывается позиция элемента на принципиальной схеме. Например, сопло C_I и камера A элемента IV обозначаются C_{IIV} и A_{IIV}.

Переходные процессы в устройстве определяются приближенным дифференциальным уравнением

$$\Delta P_{\text{вых}} = \Delta P_{\text{вх}} + T_{\text{пв}} (d\Delta P_{\text{вх}}/dt). \quad (5.48)$$

Устройство имеет один параметр настройки — постоянную времени предварения $T_{\text{пв}}$. Требуемое значение $T_{\text{пв}}$ устанавливается в пределах 0,05–10 мин путем изменения проводимости переменного дросселя II .

Переключающее реле I служит для перевода работы устройства в режим повторения входного сигнала при подаче командного сигнала P_k на вход 3 . При этом открывается сопло C_{11} реле и в камеру B будет поступать сигнал обратной связи, минуя переменный дроссель II . При этом постоянная времени предварения будет практически равна нулю. Уравнение (5.48) примет вид $P_{\text{вых}} = P_{\text{вх}}$.

При проверке и настройке устройства прямого предварения проверяется точность обработки входного сигнала, соответствие градуировки дросселя предварения, работоспособность отключающего реле. Проверка и настройка производится по схеме, приведенной на рис. 5.29.

При проверке точности обработки входного сигнала шкалу дросселя предварения устанавливают на отметку 0,05 мин. На вход подают значения давлений $P_{\text{вх}} = 20, 40, 60, 80$ и 100 кПа, фиксируемые манометром M_2 . Давление на выходе, фиксируемое манометром M_1 , соответственно должно быть равно $P_{\text{вых}} = P_{\text{вх}} \pm \Delta$.

Полнота обработки входного сигнала должна быть не более $\Delta = \pm 1\%$.

Проверка градуировки дросселя предварения производится по методике, изложенной в § 5.3 при описании метода наладки звена прямого предварения.

Значение постоянной времени предварения $T_{\text{пв}}$ при фиксированном положении переменного дросселя II определяют по реакции

прибора на входной сигнал, изменяющийся с постоянной скоростью. Источником пневматического сигнала, изменяющегося с постоянной скоростью, может быть специальный генератор или ПИ-регулятор. При проверке шкалу дросселирования II устанавливают на проверяемую отметку x , подавая на вход прибора изменяющееся с постоянной скоростью давление, добиваются рассогласования между выходным и входным давлениями не менее 6 кПа. При установившемся рассогласовании давлений производят отсчет показания манометра M_1 и одновременно включают секундомер. Когда давление на входе, измеряемое манометром M_2 , станет равным давлению на выходе, при котором был включен секундомер, последний отключают.

Время, отсчитанное секундомером, соответствует фактическому значению постоянной времени предварения $T_{\text{пв}}$ на проверяемой отметке шкалы.

С целью экономии времени на проверке точек шкалы 1; 5 и 10 мин постоянную времени предварения можно определять из условия

$$T_{\text{пв}} = \Delta P/V,$$

где ΔP — разность входного и выходного давлений при изменении их значений с постоянной скоростью, $V = 1,5/t$ — скорость изменения входного и выходного давлений, кПа/с; t — время по секундомеру, в течение которого значения давлений изменяются на 1,5 кПа.

Все измерения рекомендуется производить при изменениях $P_{\text{вх}}$ и $P_{\text{вых}}$ в пределах 50–80 кПа.

Допустимые отклонения значений постоянной времени предварения приведены в табл. 5.3.

При необходимости подстройка постоянной времени предварения на каждой отметке шкалы производится регулиро-

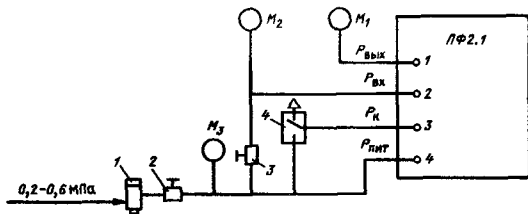


Рис. 5.29. Схема проверки прибора ПФ2.1:

1 — фильтр воздуха; 2 — редуктор; 3 — запорный клапан; 4 — пневматумблер; M_1, M_2 — образцовые манометры; M_3 — контрольный манометр

Таблица 5.3. Допустимые погрешности шкалы дросселя предварения устройства ПФ2.1

Проверяемая от-метка шкалы дрос-селя II, мин	Номинальное зна-чение постоянной вре-мени предвари-ния $T_{пв}$, с	Допустимые по-грешности, с	Проверяемая от-метка шкалы дрос-селя II, мин	Номинальное зна-чение постоянной вре-мени предвари-ния $T_{пв}$, с	Допустимые по-грешности, с
0,05	3	± 1	1,0	60	± 15
0,1	6	$\pm 1,5$	5,0	300	± 75
0,5	30	± 7	10	600	± 150

вочным винтом против данной отметки шкалы.

Схема проверки шкалы постоянной времени предварения устройства ПФ2.1 с помощью ПИ-регулятора, например типа ПР3.31, приведена на рис. 5.30.

У предварительно настроенного регулятора ПР3.31 при $P_{пер} = P_{зд} = 60$ кПа (см. рис. 5.30) устанавливают контрольную точку так, чтобы $P_{вых}$ было равно примерно 30 или 90 кПа. Шкалу дросселя II устройства ПФ2.1 устанавливают на проверяемую отметку. На регуляторе ПР3.31 устанавливают время T_k в диапазоне 0,5–5,0 мин.

При проверке малых значений $T_{пв}$ значения T_k устанавливают в диапазоне 0,5–1,0 мин, при проверке больших значений $T_{пв}$ – в диапазоне 1,0–5,0 мин.

Изменяют давление $P_{пер}$ или $P_{зд}$ регулятора ПР3.31 от контрольной точки на 5–10 кПа таким образом, чтобы давление $P_{вых}$ увеличилось, если сначала оно было равно 30 кПа, или уменьшалось, если оно было равно 90 кПа. Давление $P_{2вых}$ при этом сначала резко будет увеличиваться (уменьшаться), а затем начнет изменяться со скоростью, равной скорости изменения $P_{вх} = P_{1вых}$.

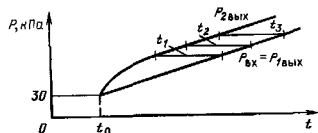


Рис. 5.31. Изменение давления на входе и выходе устройства ПФ2.1 при проверке шкалы дросселя предварения

На рис. 5.31 показана запись изменения давления на входе $P_{вх}$ и выходе $P_{вых}$ устройства ПФ2.1 (рис. 5.30) для фиксированного значения времени предварения. Изменение давления $P_{пер}$ произведено в момент времени t_0 . На диаграмме выбирают участок, где линии записи давлений $P_{1вых} = P_{вх}$ и $P_{2вых}$ примерно параллельны, и измеряют отрезки времени $t_1 - t_3$. Фактическое время предварения $T_{пв}$ с учетом рис. 5.22, в определяют как среднееарифметическое:

$$T_{пв} = (t_1 + t_2 + t_3)/3.$$

Аналогично определяют $T_{пв}$ на других отметках шкалы.

При применении данного метода отпадает необходимость визуально фиксировать давление по двум манометрам и определять момент равенства скоростей изменения давлений.

Устройство обратного предварения ПФ3.1

Устройство состоит из повторителя – пневмоусилителя мощности I (рис. 5.32), регулируемого III и постоянного V пневмосопротивлений, пневмемкости II и выключающего реле IV.

Входной сигнал $P_{вх}$ в виде давления воздуха (от регулятора или датчика) через пневмосопротивление III поступает в камеру Д1.

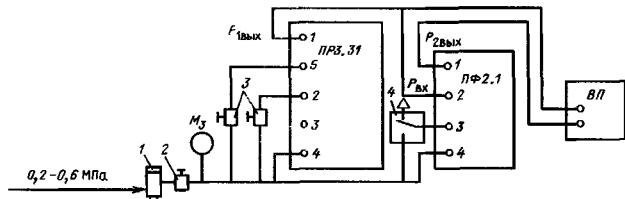


Рис. 5.30. Схема проверки прибора типа ПФ2.1 при помощи ПИ-регулятора:
1 – фильтр воздуха, 2 – регулятор, 3 – задатчик; 4 – пневмотумблер; М3 – контрольный манометр

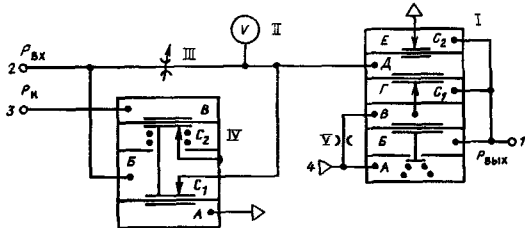


Рис 5.32. Принципиальная схема устройства обратного предварения ПФ3.1

К камере A_1 подводится давление питания, а камера E_1 через сопло C_{21} сообщается с атмосферой.

В том случае, когда скорость отклонения параметра равна 0 или близка к 0, мембранный блок элемента I находится в равновесии, а на выход поступает сигнал, равный входному.

Допустим, что входное давление начинает изменяться, например уменьшаться с постоянной скоростью. Давление в камере D_1 также падает, но с некоторым запаздыванием по сравнению с входным давлением. Время запаздывания будет зависеть от скорости изменения давления на входе и от степени открытия сопротивления предварения III.

С уменьшением скорости изменения давления на входе отставание уменьшится и полностью исчезнет, когда давление на входе перестанет изменяться.

Выключающее реле IV предназначено для отключения блока предварения. При давлении команды $P_k = 0$ сопло C_{2IV} закрыто и давление в камере D_1 поступает через пневмосопротивление III. Чтобы отключить устройство, подается давление P_k , сопло C_{2IV} при этом открывается и сигнал $P_{вх}$ через сопло C_{2IV} поступает в камеру D_1 .

В камере B_1 отслеживается выходное давление, равное давлению в камере D_1 .

Динамические свойства устройства определяются пневмосопротивлением III и пневмомощностью II. Таким образом, устройство ПФ3.1 является апериодическим демпфирующим звеном (рис. 5.20) с передаточной функцией

$$W(p) = 1/(T_{дф}p + 1), \quad (5.49)$$

где $T_{дф}$ — постоянная времени демпфирования.

В соответствии с (5.49) переходный процесс в устройстве определяется дифферен-

циальным уравнением

$$P_{вых} + T_{дф}(dP_{вых}/dt) = P_{вх}, \quad (5.50)$$

где $P_{вх}$ и $P_{вых}$ — действительные значения входного и выходного сигналов соответственно.

Постоянная времени $T_{дф}$ настраивается в пределах 0,05–10 мин путем изменения степени закрытия (открытия) пневмосопротивления III.

Чем больше постоянная времени $T_{дф}$, тем меньше скорость изменения выходного сигнала при данной скорости изменения входного сигнала или при его ступенчатом воздействии. Этим достигается изменение степени демпфирования входного сигнала.

Эффект демпфирования входного сигнала используется в схемах АСР для исключения срабатывания ИМ при случайных единичных кратковременных импульсных изменениях входного сигнала.

В связи с переменной мест $P_{вх}$ и $P_{вых}$ в (5.48) и (5.50) ПФ3.1 называется устройством обратного предварения.

Устройство обратного предварения ПФ3.1 проверяют так же, как устройство прямого предварения ПФ2.1, с той лишь разницей, что отсчет значения изменяющегося давления производят на входе устройства. Секундомер отключают, когда давление на выходе будет равно давлению на входе, при котором был включен секундомер.

5.6. ПОЗИЦИОННЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ

Регулятор позиционный ПР1.5

Регулятор состоит из задатчика I, постоянного пневмосопротивления II, мембранного элемента сравнения III, усилителя мощности IV и переключателя каналов V (рис. 5.33).

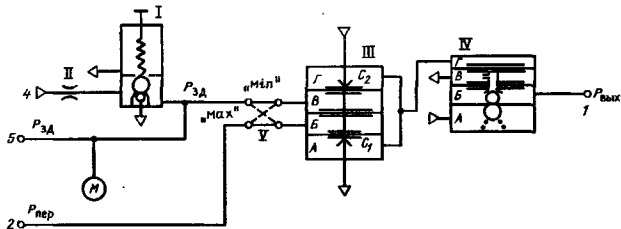


Рис. 5.33. Принципиальная схема регулятора ПР1.5

Регулятор реализует функцию двухпозиционного регулирования.

Действие основано на сравнении двух давлений: давления $P_{пер}$, поступающего на вход от измерительного прибора, и давления задания $P_{3д}$, устанавливаемого задатчиком, встроенным в прибор.

Значение давления $P_{3д}$ контролируется манометром M .

Регулятор выдает верхний пневматический сигнал при отклонении регулируемого параметра от заданного значения. Если параметр не выходит за предел заданного значения, то на выходе регулятора устанавливается нижний пневматический сигнал.

Для получения верхнего сигнала при превышении параметром заданного значения регулятор настраивают на максимум. Регулятор, настроенный на минимум, выдает верхний сигнал, когда параметр становится ниже заданного значения.

Регулятор настраивается на максимум или минимум путем переключения его входных каналов.

Рассмотрим работу регулятора при настройке на минимум. Переменная поступает в камеру $Б_{III}$ элемента сравнения III (рис. 5.33).

Задание, установленное задатчиком I, подводится к камере $В_{III}$.

Пока переменная остается больше задания, сопло C_{2III} закрыто и сигнал на выходе элемента сравнения принимает нижнее значение. Как только переменная станет меньше задания, откроется сопло C_{2III} и выходной сигнал примет верхнее значение.

При настройке на максимум задание подается в камеру $Б_{III}$, а переменная — в камеру $В_{III}$. Если $P_{пер}$ изменяясь, остается меньше $P_{3д}$, сопло C_{2III} закрыто, на выходе будет нижний пневматический сигнал.

При $P_{пер} \geq P_{3д}$ сопло открывается и на выходе элемента сравнения формируется верхний пневматический сигнал.

Таким образом, при повышении (понижении) поступающего на вход регулятора давления сжатого воздуха, пропорционального значению величины измеряемого или регулируемого параметра, когда он станет выше (ниже) заданного значения, на выходе прибора давление скачкообразно изменяется от нижнего до верхнего значения.

Перенастройка регулятора с максимума на минимум или с минимума на максимум производится установкой диска переключателя каналов «min» — «max». Для этого надо ослабить винт, крепящий диск, повернуть диск так, чтобы риска на плате совпала с риской, стоящей прогиб соответствующей надписи на диске, и затем снова завернуть диск.

Вращением винта задатчика I, в который питание подается через сопротивление II, достигается требуемое значение величины задания. Выходное давление усиливается мощностью с помощью элемента IV.

Статические характеристики регулятора представлены на рис. 5.34.

Для проверки устройства собирается схема, приведенная на рис. 5.35. Проверяется основная погрешность регулятора и вариация срабатывания. При проверке регулятора в режиме «max» задатчиком I (рис. 5.33) устройства устанавливается заданное значение $P_{3д}$ (значение контрольной точки), фикси-

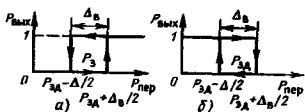


Рис. 5.34. Статические характеристики регулятора ПР1.5:

а — при настройке на «максимум», б — при настройке на «минимум»

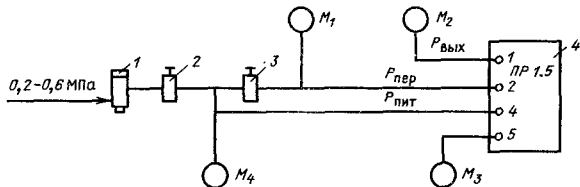


Рис. 5.35. Схема проверки регулятора ПР1.5:

1 - фильтр воздуха, 2 - редуктор, 3 - задатчик, 4 - устройство ПР1.5; M_1 и M_3 образцовые манометры; M_2 и M_4 - контрольные манометры

руемое манометром M_1 (рис. 5.35). Задатчиком II (рис. 5.34) увеличивается значение переменной $P_{пер}$ до тех пор, пока на выходе не появится давление $P_{вых} \approx 100$ кПа, фиксируемое манометром M_2 . Отношение разности значений действительного $P_{пер}$, фиксируемого манометром M_1 в момент появления на выходе $P_{вых} = 100$ кПа, и заданного $P_{зд}$ к диапазону изменения переменной, т. е. к 80 кПа, выраженное в процентах, определяет фактическую основную погрешность устройства. Она не должна превышать $\pm 0,5\%$.

Проверка вариации срабатывания проводится путем изменения $P_{пер}$ при прямом и обратном ходе в диапазоне, при котором происходит изменение выходного сигнала (переключение регулятора) от $P_{вых} = 100$ кПа до 0 и обратно. Разность значений $P_{пер}$, при которых происходит переключение регулятора, составляет вариацию срабатывания. Вариация срабатывания должна быть не более 1%.

Основная погрешность и вариация срабатывания определяется при трех-четырех значениях $P_{зд}$. Вариацию срабатывания часто называют зоной возврата регулятора.

Проверка регулятора в режиме «тип» производится аналогично.

Если регулятор имеет основную погрешность или вариацию срабатывания выше допустимых значений, то следует проверить работоспособность элемента сравнения III (см. § 5.1)

Регулятор позиционный с настраиваемой зоной возврата ПР1.6

Регулятор состоит из пятимембранного элемента сравнения I (рис. 5.36), трехмембранного элемента сравнения с подпором в камере B (элемент II) и в камерах B (элементы VII и $VIII$), переключающих реле III и IV , задатчиков V и IX , усилителя мощно-

сти VI , постоянных пневмосопротивлений PD_1 , PD_2 и PD_3 .

Действие регулятора основано на сравнении поступающей на вход от измерительного прибора переменной $P_{пер}$, пропорциональной измеряемому параметру, и давления, ограниченного установленной зоной возврата.

Эти давления создают на мембранах элемента усилия, направленные в противоположные стороны.

Когда параметр выходит за верхнее или нижнее граничное значение зоны возврата $P_{зд} + \Delta_b/2$, происходит смена выходного сигнала, где $P_{зд}$ - давление задания от задатчика прибора контроля; Δ_b - значение зоны возврата, которое устанавливается с помощью задатчика, встроенного в регулятор.

Одновременно со сменой выходного сигнала меняется знак Δ_b 2 и зона возврата принимает противоположное крайнее значение.

Когда параметр выйдет за пределы этого значения, сигнал на выходе регулятора изменится снова.

Основным элементом регулятора является пятимембранный элемент сравнения I , на который поступают давление $P_{пер}$ от измерительного прибора, давление $P_{зд}$ от дистанционного задатчика и давление, равное половине значения настроенной зоны возврата Δ_b 2.

Значение Δ_b 2 настраивается задатчиком IX и проходит на элемент I через одно из соил трехмембранного реле $VIII$. Задатчик V служит для настройки выходного давления 100 кПа, которое усиливается по мощности элементом VI и подается на узел выходных переключающих реле III и IV . Трехмембранное реле II , включенное по схеме НЕ, в зависимости от сигнала, поступающего с элемента сравнения, управляет выходными реле III и IV и трехмембранными реле VII и $VIII$,

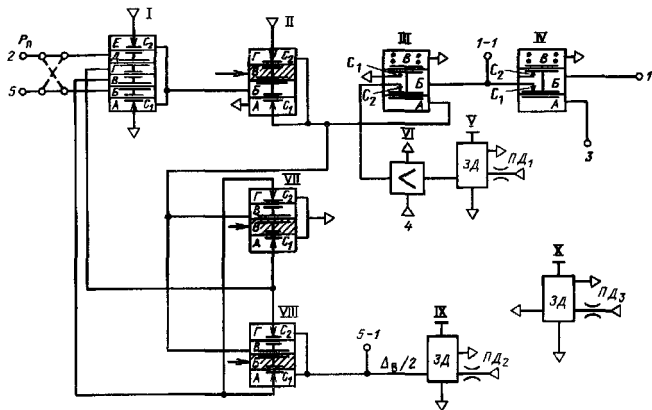


Рис. 5.36. Принципиальная схема регулятора ПР1.6

выполняющими функции переключающегося клапана при входном сигнале.

Задатчиком ЗД X устанавливается постоянное давление полпорона на реле II, VII, VIII.

Выход регулятора может быть отключен от ИМ путем подачи давления команды P_k (давление пугания) на штуцер 3 от выключающего реле прибора контроля. В табл. 5.4 показана зависимость промежуточных сигналов отдельных элементов прибора и его выходного сигнала $P_{\text{вых}}$ от сигнала, формирующегося на элементе сравнения I, при $P_k = 0$ (индекс выходного сигнала P каждого элемента соответствует его порядковому номеру или обозначению камеры на рис. 5.35).

Из табл. 5.4 видно, что при смене сигнала на выходе элемента I меняется сигнал на выходе регулятора и одновременно давлe-

ние, равное $\Delta_B/2$, переключается в другую камеру элемента I.

Рассмотрим работу регулятора, настроенного на максимум. В этом случае параметр поступит в камеру D_1 , а задание — в камеру B_1 .

Пока параметр $P_{\text{пер}}$ меньше верхнего граничного значения зоны возврата $P_{\text{пер}} < (P_{\text{эл}} + \Delta_B/2)$, закрыто сопло C_{21} и открыто сопло C_{11} , сообщаемое с атмосферой. Следовательно, $P_1 = 0$ и $P_{\text{вых}} = 0$ (см табл. 5.4). Как только параметр превысит верхнее граничное значение зоны возврата, сигнал на выходе элемента сравнения P_1 станет равным 1, а давление от задатчика V пройдет на выход устройства и $P_{\text{вых}} = 1$. В момент смены сигнала элемента I сигнал $\Delta_B/2$ перейдет в камеру B_1 , при этом со значением $P_{\text{пер}}$ сравнивается нижнее граничное значение

Таблица 5.4. Зависимость дискретных сигналов на выходе элементов ПР1.6 от сигнала на выходе элемента I (рис. 5.35)

P_I	P_{II}	P_{VI}	P_{VI}	P_{III}	$P_{IV} = P_{\text{вых}}$
1	0	0 через сопло C_{1VII}	$\Delta_B/2$ через сопло C_{1VIII}	1 от задатчика V	1 от задатчика V
0	1	$\Delta_B/2$ через сопло C_{2VIII}	0 через сопло C_{2VII}	0	0

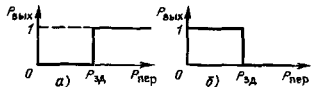


Рис. 5.37. Статические характеристики регулятора ПР1.6:

а — при настройке на «максимум», б — при настройке на «минимум»

зонм возврата $P_{зд} - \Delta_p/2$. Сигнал $P_1 = 1$ сохраняется до тех пор, пока параметр будет больше нижнего граничного значения зоны возврата $P_{пер} > (P_{зд} - \Delta_p/2)$. При $P_{пер} \leq (P_{зд} - \Delta_p/2)$ давление $P_1 = 0$, $P_{вых} = 0$; $\Delta_p/2$ — в камере G_1 .

Сигнал на выходе остается равным 0 при $P_{пер} < (P_{зд} + \Delta_p/2)$.

Если регулятор настроен на минимум, давления от измерительного прибора и от внешнего задачика меняются местами: $P_{зд}$ попадает в камеру B_1 , а $P_{иср}$ — в камеру D_1 .

Сигнал $P_{вых} = 1$ соответствует значению $P_{пер} < (P_{зд} - \Delta_p/2)$, так как при $P_{пер}$ больше этого значения, $P_1 = 0$; $\Delta_p/2$ — в камере G_1 .

Как только $P_{пер}$ опустится за нижнее граничное значение зоны возврата, все сигналы изменят свои значения на обратные: $P_{вых} = 1$, $\Delta_p/2$ попадает в камеру B_1 . Сигнал $P_{вых} = 0$ появится при $P_{пер} \geq (P_{зд} + \Delta_p/2)$.

Статические характеристики регулятора ПР1.6 представлены на рис. 5.37.

При настройке регулятора ПР1.6 проверяют значение давления подпора, работу задатчика, определяющего зону возврата, работу регулятора в соответствии с табл. 5.4 и основную погрешность срабатывания.

Регулятор проверяется по схеме на рис. 5.38. Прежде чем приступить к проверке ра-

боты регулятора, необходимо установить значение давления подпора, равное 40 кПа.

Для этого следует отвернуть нижнюю заглушку задатчика X (см. рис. 5.36), ввернуть вместо заглушки штуцер с резьбой М3, к которому подключить манометр M_3 , временно отключив его от штуцера 2 регулятора ПР1.6, подать через штуцер 4 давление питания $P_{пит} = 140$ кПа, задатчиком X по манометру установить давление подпора 40 кПа.

При работе регулятора давление подпора должно быть постоянным. После установки и проверки давления подпора манометр M_3 подключается к штуцеру 2 устройства 5 (см. рис. 5.38) и в задатчик X вворачивается снятая заглушка.

При проверке работы регулятора задатчиком XI (рис. 5.36) по манометру M_4 (рис. 5.38) плавно изменяют давление, подаваемое к элементу VIII, от 5 до 40 кПа и обратно. При этом давление на штуцере 1 и 1-1 должно быть равно 0.

При работе в режиме «тах» в штуцер 2, а при работе в режиме «тип» в штуцер 5 подается давление 60 кПа. Соответственно в штуцере 5 или 2 давление должно быть равно нулю.

При работе регулятор должен срабатывать в соответствии с алгоритмом, приведенным в табл. 5.4. При $P_{вых}$, соответствующем состоянию 1, давление $P_{вых}$ должно быть равно 100 ± 5 кПа. Если давление на выходе не равно этому значению, то его значение следует подстроить задатчиком V. Если этого нельзя добиться, то следует прочистить дроссель ПД1. Если не срабатывают элементы I и II, что можно определить по наличию хлопка воздуха из отверстия камеры A элемента II, то следует вывернуть на 0,25 оборота сошну C_1 элемента I.

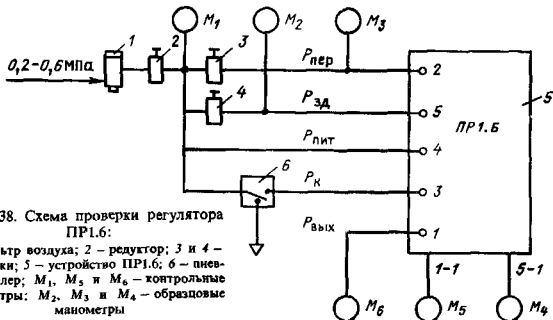


Рис. 5.38. Схема проверки регулятора ПР1.6:

1 — фильтр воздуха; 2 — редуктор; 3 и 4 — задатчики; 5 — устройство ПР1.6; 6 — пневмотумблер; M_1 , M_5 и M_6 — контрольные манометры; M_2 , M_3 и M_4 — образцовые манометры

Основная погрешность срабатывания проверяется следующим образом. Задатчиком *IX* настраивается зона возврата, через штуцер 5 подается номинальное давление задания $P_{зд}$. В штуцер 2 подается переменная $P_{пер}$. Ее значение увеличивают до появления на выходе давления $P_{вых} = 100 \pm 5$ кПа. За основную погрешность принимают наибольшую разность установленного порога срабатывания и значения переменной, при которой выходной сигнал изменяется от 0 до 1 и которая выражена в процентах от рабочего диапазона изменения входного сигнала, т. е. от 80 кПа.

Основная погрешность определяется в диапазоне 20–100 кПа при следующих значениях задания и зон возврата: $P_{зд} = 30$ кПа, $\Delta_p = 10$ и 20 кПа; $P_{зд} = 50$ кПа, $\Delta_p = 10$ и 20 кПа; $P_{зд} = 60$ кПа, $\Delta_p = 10, 20, 40$ и 80 кПа; $P_{зд} = 70$ кПа, $\Delta_p = 60$ кПа; $P_{зд} = 90$ кПа, $\Delta_p = 10$ и 20 кПа.

Допустимая основная погрешность при настройках зоны возврата свыше 40 кПа не должна превышать $\pm 0,5\%$. При зоне возврата меньше 40 кПа допустимая основная погрешность не должна быть более $\pm 1\%$.

Если основная погрешность превышает допустимые значения, то следует произвести регулировку сопел C_1 и C_2 элемента *I*.

Подрегулировку элемента необходимо вести двумя соплами: если одно сопло отворачивается, то другое заворачивается и наоборот.

Регулировка при настройке на минимум производится в обратной последовательности.

5.7. АНАЛОГОВЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ

Аналоговые пневматические регуляторы реализуют пропорциональные, пропорционально-интегральные и пропорционально-интегрально-дифференциальные законы регулирования.

Регулятор пневматический пропорциональный ПР2.8

Принципиальная схема регулятора представлена на рис. 5.39, а. Регулятор состоит из мембранного сумматора *II*, постоянных дросселей *I*, *II*, *VII*, *IX*, *XI*, *XIV*, переменных дросселей *III* и *VIII*, задатчика *X*, усилителя-повторителя *V* и отключающего реле *VI*.

Входной сигнал $P_{пер}$ (переменная) пропорционален значению регулируемого параметра. Сигнал $P_{зд}$ (задание) пропорционален заданному значению регулируемой величины.

Структурная схема регулятора представлена на рис. 5.39, б. По структурной схеме находим передаточную функцию регулятора:

$$W_n(p) = k_1 k_{сум} (1 + k_2 k_{сум}), \quad (5.51)$$

где $k_1 = \alpha (\alpha + 2\beta)$ — коэффициент передачи (5.45) дифференциального делителя давления (рис. 5.23), образованного постоянными дросселями *I* и *II* с проводимостями α и переменным дросселем *III* с проводимостью β ; $k_2 = \alpha (\alpha + 2\beta)$ — коэффициент передачи дифференциального делителя давления, образованного постоянными дросселями *VII* и *IX* с проводимостями α и переменным дросселем *VIII* с проводимостью γ ; $k_{сум}$ — коэффициент передачи мембранного сумматора *IV*.

Так как $k_{сум} \gg 1$, то, разделив числитель и знаменатель (5.51) на $k_{сум}$ и пренебрегая величиной $1/k_{сум}$, получим

$$W_n(p) = k_{сум} = (\alpha + 2\gamma) (\alpha + 2\beta). \quad (5.52)$$

Если дроссель *VIII* будет полностью закрыт ($\gamma = 0$), то степенью открытия дросселя *III* коэффициент передачи регулятора можно теоретически настраивать в диапазоне от 0 (при полностью открытым дросселем *III* проводимость $\beta \rightarrow \infty$) до 1 (при полностью закрытом дросселем *III* $\beta = 0$). Если будет полностью закрыт дроссель *III* ($\beta = 0$), то степенью открытия дросселя *VIII* коэффициент передачи можно настраивать в диапазоне от 1 (при $\gamma = 0$) до ∞ (при $\gamma \rightarrow \infty$).

В связи с учетом в дросселях при их закрытии завод-изготовитель регуляторов гарантирует при закрытом дросселе *VIII* диапазон настройки $1/30 \leq k_n \leq 1$, а при закрытом дросселе *III* диапазон $1 \leq k_p \leq 50$.

В регуляторе органы настройки коэффициента передачи заводом-изготовителем градуируются в процентах диапазона пропорциональности (дросселирования) δ , связанного с коэффициентом передачи зависимостью

$$\delta = 100/k_p \quad (5.53)$$

или

$$\delta = x_{вх} 100 x_{вых}, \quad (5.54)$$

Физический диапазон пропорциональности характеризует, на сколько процентов должна измениться входная величина $x_{вх}$ регулятора, чтобы вызвать изменение его выходной величины $x_{вых}$ на 100% .

Таким образом, для реализации расчетного значения k_n при настройке регулятора необходимо по (5.47) определить соответствующее значение δ , которое и устанавливается органами настройки регулятора.

Диапазон пропорциональности регулятора

Таблица 5.5. Проверка смещения контрольной точки регулятора типа ПР2.8

ДП от 5 до 100 %				ДП от 250 до 3000 %			
$P_{зд}$	$P_{пер}$	P_0	$P_{вых}$	$P_{зд}$	$P_{пер}$	P_0	$P_{вых}$
0,3	$0,3 \pm \Delta$	0,3	0,3	0,3	0,3	0,3	$0,3 \pm \Delta$
0,6	$0,6 \pm \Delta$	0,3	0,3	0,3	0,3	0,6	$0,6 \pm \Delta$
0,9	$0,9 \pm \Delta$	0,3	0,3	0,3	0,3	0,9	$0,9 \pm \Delta$
0,3	$0,3 \pm \Delta$	0,6	0,6	0,6	0,6	0,3	$0,3 \pm \Delta$
0,6	$0,6 \pm \Delta$	0,6	0,6	0,6	0,6	0,6	$0,6 \pm \Delta$
0,9	$0,9 \pm \Delta$	0,6	0,6	0,6	0,6	0,9	$0,9 \pm \Delta$
0,3	$0,3 \pm \Delta$	0,9	0,9	0,9	0,9	0,3	$0,3 \pm \Delta$
0,6	$0,6 \pm \Delta$	0,9	0,9	0,9	0,9	0,6	$0,6 \pm \Delta$
0,9	$0,9 \pm \Delta$	0,9	0,9	0,9	0,9	0,9	$0,9 \pm \Delta$

Проверка отработки минимального и максимального сигналов. Диапазон дросселирования устанавливают 5%. Задатчиком устанавливают контролируемое манометром M_6 давление P_0 , равное 60 кПа. Подают от датчиков на вход регулятора контролируемые манометрами M_2 и M_3 давления $P_{пер}$ и $P_{зд}$ по 60 кПа. Изменяя $P_{пер}$ на +20 кПа, убеждаются в том, что давление на выходе регулятора $P_{вых}$, контролируемое манометром M_4 , изменяется в диапазоне 7–110 кПа.

Проверка отключающего реле. Устанавливают давления $P_{пер}$, $P_{зд}$ и P_0 по 60 кПа. Изменяя задатчиком регулятора давление P_0 , устанавливают $P_{вых} = 60$ кПа. Подают в штуцер 3 (рис. 5.40) от регулятора давление команды $P_k = 100 \div 110$ кПа и, изменяя $P_{пер}$ в обе стороны от $P_{зд}$, наблюдают за давлением на выходе регулятора. Давление на выходе $P_{вых}$ регулятора при этом не должно изменяться.

Проверка смещения контрольной точки. Смещение контрольной точки проверяют, руководствуясь табл. 5.5.

Смещение контрольной точки рекомендуется проверять при последовательной установке диапазона пропорциональности ДП на отметках 5, 40, 100, 1000 и 3000%. При ДП от 5 до 100% включительно контрольную точку регулятора устанавливают следующим образом. Задатчиком регулятора устанавливают давление P_0 (значение давления контролируют манометром M_6). Подают на вход регулятора давление $P_{зд}$. После этого, изменяя значение давления $P_{пер}$ на выходе регулятора, устанавливают давление $P_{вых} = P_0$. Значение смещения контрольной точки $P_{пер} - P_{вых} = \pm \Delta$.

Для установки контрольной точки при диапазоне пропорциональности (ДП) от 250 до 3000% необходимо подавать давление $P_{пер}$ $P_{зд}$. Задатчиком регулятора устанавли-

вают давление P_0 (табл. 5.5). Значение смещения контрольной точки $\pm \Delta$ определяют как разность

$$P_{пер} - P_{вых} = \pm \Delta.$$

В обоих случаях смещения контрольной точки должны быть не более 0,8 кПа.

Проверка шкалы диапазона пропорциональности. Установить давления P_1 и P_2 по 60 кПа. При проверке отметок шкалы ДП от 5 до 100% включительно, изменяя P_2 на $\Delta P_2 = \Delta P_{вх}$, выходное давление P смещают на $\Delta P = \Delta P_{вых} = \pm 20$ кПа.

Действительное значение диапазона пропорциональности δ , %, на проверяемой отметке шкалы подсчитывается по (5.54):

$$\delta = (\Delta P_{вх} / \Delta P_{вых}) \cdot 100.$$

При изменении $\Delta P_{вых}$ на 20 кПа получим $\delta = 5 P_{вх}$. При известном допустимом значении δ допустимое значение $P_{вх} = 0,2\delta$.

На каждой отметке шкалы проверку производят при разных знаках $\Delta P_2 = \Delta P_{вх}$. Полученные результаты усредняют.

Допустимые отклонения диапазона пропорциональности для ДП от 5 до 100% и допустимые пределы изменения $\Delta P_{вх}$ приведены в табл. 5.6.

При проверке шкалы ДП от 250 до 3000% необходимо изменять P_2 на $\Delta P_2 = \Delta P_{вх} = \pm 20$ кПа. Допустимые отклонения диапазона пропорциональности определяют из выражения

$$\delta = 2000 / \Delta P_{вых}.$$

При известном допустимом значении δ допустимое значение $P_{вх} = 2000 / \delta$.

Допустимые отклонения диапазона пропорциональности для ДП от 250 до 3000% и допустимые пределы изменения $\Delta P_{вх}$ приведены в табл. 5.7.

Если на проверяемых отметках шкалы ДП погрешность превышает допустимое значение, то необходимо снять шкалу и, из-

Таблица 5.6. Проверка шкалы диапазона пропорциональности для ДП от 5 до 100%

Проверяемая отметка шкалы ДП, %	Допустимое отклонение δ , %	Предельные допустимые значения δ , %		$\Delta P_{вх}$, кПа		
		мин	макс	Номинальное	Допустимые значения	
					мин	макс
5	± 4	1	9	1,0	0,2	1,8
40	± 10	30	50	6,0	6,0	10
100	$+ 18$	82	118	20	16,4	23,6

Таблица 5.7. Проверка шкалы диапазона пропорциональности для ДП от 250 до 3000 %

Проверяемая отметка шкалы ДП, %	Допустимое отклонение δ , %	Предельные допустимые значения δ , %		$\Delta P_{вых}$, кПа		
		мин	макс	Номинальное	Допустимые значения	
					мин	макс
250	± 18	232	268	8,0	7,5	8,6
1000	± 200	800	1200	2,0	1,67	2,5
3000	± 400	2600	3400	0,66	0,59	0,77

меняя регулировочными винтами положение скала, отрегулировать необходимую степень открытия переменного дросселя III или VIII соответственно.

Пропорционально-интегральные регуляторы ПР3.31 и ПР3.32

Принципиальная схема регулятора ПР3.31 представлена на рис. 5.41. Регулятор ПР3.32 имеет такую же принципиальную схему, что и регулятор ПР3.31. Конструктивное отличие регулятора ПР3.32 от ПР3.31 состоит только в том, что регулятор ПР3.32 имеет встроенный местный задачик, с помощью которого можно изменять вручную задание $P_{зд}$ регулятора. Регуляторы состоят из следующих элементов УСЭППА: элементов сравнения — пяти- (I) и трехмембранного (VI) сумматоров, пневмосткости XII, повторителя сигналов XI, переключающих реле IX и XIV, усилителя мощности VIII, а также постоянных и переменных пневмосопротивлений — дросселей II — V, VII, X и XIII.

Действие регулятора основано на принципе компенсации сил, при котором механические перемещения чувствительных элементов близки к нулю.

Вследствие этого регулятор обладает высокой чувствительностью.

Стагические и динамические свойства регулятора определяются двумя дроссельными сумматорами (на дросселях II и III, IV

и V соответственно), аperiodическим звеном (на дросселе XIII и пневмосткости IX).

На элемент сравнения I поступают сигнал задания $P_{зд}$, переменная $P_{иср}$ с обратным знаком по отношению к $P_{зд}$, положительная обратная связь P_n с выхода аperiodического звена и единичная отрицательная обратная связь с выхода элемента V (в камеру D на рис. 5.41). Выходной сигнал аperiodического звена через повторитель сигналов XI воздействует так же на вход дроссельных сумматоров (на дроссели III и IV).

На вторые входы дроссельных сумматоров воздействуют выходные сигналы элементов сравнения I (дроссель II) и VI. Сигналы, проходящие по четырем каналам дроссельных сумматоров, поступают на элемент сравнения VI, выходной сигнал которого и определяет закон изменения выходного сигнала $P_{вых}$.

С учетом изложенного структурная схема регуляторов ПР3.31 и ПР3.32 представлена на рис. 5.42, а, где $k_{сум1}$ — коэффициент передачи пятимембранного элемента сравнения I; $k_{сум2}$ — коэффициент передачи трехмембранного элемента сравнения VI, $k_1 = \beta_1 / (\alpha_1 + \beta_1)$, $k_2 = \beta_2 / (\alpha_2 + \beta_2)$, $k_3 = \alpha_1 / (\alpha_1 + \beta_1)$ и $k_4 = \alpha_2 / (\alpha_2 + \beta_2)$ — коэффициенты передачи дроссельных сумматоров по соответствующим каналам [см. (5.7) и рис. 5.9]; $T_{дф}$ — постоянная времени аperiodического (демпфирующего) звена [см. (5.14) и рис. 5.19].

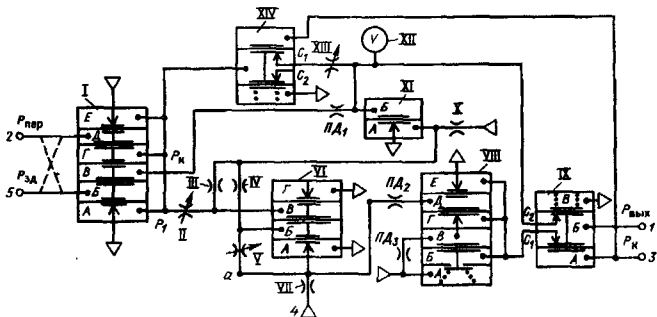


Рис. 5.41. Принципиальная схема регулятора ПР3.31

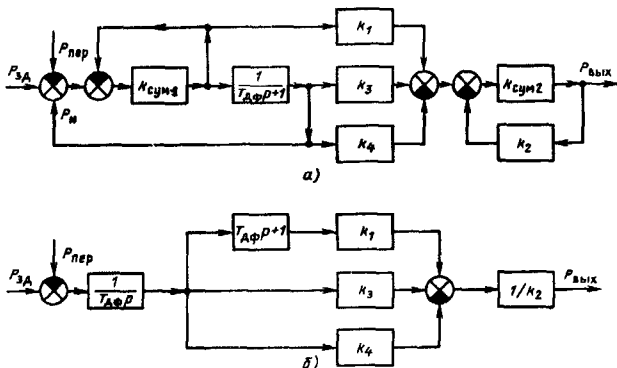


Рис. 5.42. Структурные схемы регулятора ПР3.31:

а — действительная; б — преобразованная

Упростим структурную схему рис. 5.42, а с учетом следующих соображений:

а) так как $k_{сум1} \gg 1$ и $k_{сум2} \gg 1$, то эти звенья с обратными связями можно заменить одним звеном с передаточной функцией, равной обратной передаточной функции звена обратной связи;

б) вход звена k_1 перенесем с входа на выход звена $1/(T_{ДФ}p + 1)$, при этом последовательно со звеном k_1 следует включить звено $(T_{ДФ}p + 1)$;

в) апериодическое звено $1/(T_{ДФ}p + 1)$, охватывающее единичной положительной связью,

эквивалентно интегрирующему звену $1/(T_{н}p)$ (см. рис. 5.20, б), где $T_{н} = T_{ДФ}$.

С учетом этого получим упрощенную структурную схему регулятора, представленную на рис. 5.42, б, из которой находим его передаточную функцию

$$W_{п}(p) = (k_1 T_{н}p + k_1 + k_3 - k_4) / (k_2 T_{н}p) = k_1 / k_2 + (k_1 + k_3 - k_4) / k_2 T_{н}p.$$

Подставив выражения коэффициентов передачи дроссельных сумматоров через

проводимости дросселей, получим

$$W_n(p) = k_n + 1/(T_n p). \quad (5.55)$$

Коэффициент передачи регулятора определяется уравнением

$$k_n = \beta_1(\alpha_2 + \beta_2)/(\alpha_1 + \beta_1)\beta_2. \quad (5.56)$$

Постоянная времени интегрирования находится по выражению

$$T_n = V/(\beta_3 R \theta), \quad (5.57)$$

где V — объем пневмодомкости XII , см³, R — универсальная газовая постоянная, равная 2930 см³/К; θ — абсолютная температура воздуха, К; β_3 — проводимость дросселя $XIII$, см²/с.

Из (5.55) — (5.57) следует, что регуляторы ПР3.31 и ПР3.32 формируют закон ПИ-регулирования с независимыми настройками пропорциональной и интегральной составляющих регулятора.

Если при расчете системы найдено оптимальное значение постоянной времени изодрома $T_{из}$ ПИ-регулятора, то при его настройке надо устанавливать постоянную времени интегрирования $T_n = T_{из}/k_n$.

Настройка коэффициента передачи регулятора согласно (5.56) производится переменным дросселем II (см. рис. 5.41) при полностью открытом дросселе V и переменным дросселем V при полностью открытом дросселе II . При открытом дросселе V ($\beta_2 \rightarrow \infty$) изменяется проводимость дросселя II от $\beta_1 = 0$ (при закрытом дросселе) до $\beta_1 \rightarrow \infty$ (при полностью открытом дросселе); значение k_n теоретически изменяется от 0 до 1.

При открытом дросселе II ($\beta_1 \rightarrow \infty$), изменяя проводимость переменного дросселя V от $\beta_2 \rightarrow \infty$ до $\beta_2 = 0$, изменяют значение k_n от 1 до ∞ . Практически из-за некоторого пропускания переменным дросселем воздуха в закрытом состоянии завод-изготовитель гарантирует диапазон изменения k_n от 1/30 до 1 при настройке дросселем II и полностью открытым дросселем V и от 1 до 50

при настройке дросселем V и полностью открытым дросселем II .

Согласно техническим условиям завод-изготовитель путем изменения проводимости переменного дросселя $XIII$ гарантирует изменение постоянной времени интегрирования T_n от 0,05 до 100 мин (максимум T_n при закрытом дросселе $XIII$).

Органы настройки коэффициента усиления регулятора градуированы в величинах, обратных k_n и выраженных в процентах диапазона пропорциональности δ (5.53). Для реализации на регуляторе расчетного значения δ по (4.53) определяется соответствующее значение диапазона пропорциональности δ , которое и устанавливается органами настройки регулятора. Диапазон настройки переменным дросселем II при закрытом дросселе V — от 3000 до 100%, а дросселем V при закрытом дросселе II — от 100 до 2%.

При проверке и настройке регуляторов ПР3.31 и ПР3.32 проверяют настройку трехмембранного элемента сравнения, постоянного давления на выходе трехмембранного элемента сравнения при изменении диапазона пропорциональности, герметичность пневмодомкости, смещение контрольной точки регулятора, шкалу «Постоянная времени изодрома» и шкалы дросселей «Диапазон пропорциональности».

Для регулятора ПР3.32 дополнительно проверяют действие встроенного местного задатчика.

Проверка настройки трехмембранного элемента сравнения. Схема проверки представлена на рис. 5.43

На регулятор через штуцер 4 подается питание; давление питания через пневмотумблер 4 подается также на штуцер 3 — отключение регулятора. Штуцера 2 (переменная) и 5 (задание) свободны. Входное давление $P_{вх}$ через редуктор и манометр M_1 подается

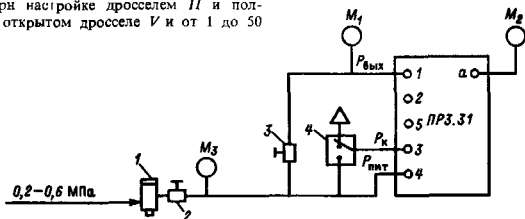


Рис. 5.43. Схема проверки регулятора типа ПР3.31:

1 — фильтр воздуха, 2 — редуктор; 3 — задатчики; 4 — пневмотумблер, M_1 и M_2 — образцовые манометры, M_3 — контрольный манометр

на вход 1 регулятора. Добавочный манометр M_2 подключается на вход усилителя мощности регулятора (точка a на рис. 5.41). Для этого на ножку дросселя V ставят вместо заглушки переходной штуцер. Дроссель V со шкалой 2—100% устанавливают на отметку 100%, дроссель II со шкалой 100—3000% — на отметку 3000%.

Манометры M_1 и M_2 должны выбираться на предел с числом делений 100. Подать $P_{вх} = 60$ кПа. Давление, контролируемое манометром M_2 , должно установиться также 60 кПа. Разница показаний манометров может быть либо из-за неправильной настройки трехмембранного элемента VI , либо из-за утечек в местах установки дроссельных делителей.

Если утечки отсутствуют, то разница показаний манометров устраняется изменением положения сопла трехмембранного элемента, через которое подается питание с постоянного дросселя VI .

При отсутствии давления на манометре M_2 дроссель II со шкалой 100—3000% (см. рис. 5.41) установить на отметку 100%. Если давление не появилось, то прочистить постоянный дроссель VII подачи питания на трехмембранный элемент VI . Если давление появилось, то прочистить дроссель X подачи питания на малоомощный повторитель XI .

Если при проведении этой проверки давление, измеряемое манометром M_2 , больше 100 кПа, то следует вывинтить на несколько оборотов винт регулировки положения нижнего сопла трехмембранного элемента.

После установления равенства давлений $P_{вх} = 60$ кПа следует проверить равенство давлений при $P_{вх} < 20$ кПа (10 делений по манометру M_1) и $P_{вх} > 100$ кПа (65 делений по M_1).

Проверка постоянства давления на выходе трехмембранного элемента сравнения при изменении диапазона пропорциональности. Подать $P_{вх} = 60$ кПа и проверить по манометру M_2 постоянство давления при изменении степени открытия дросселей диапазона пропорциональности.

При изменении диапазона пропорциональности от 3000 до 100% давление не должно изменяться. Если при уменьшении диапазона пропорциональности давление уменьшается значительно, то это указывает на отсутствие выхода с пятимембранного элемента I .

Если давление увеличилось до 100 кПа, то заклипало сопло сброса давления в атмосферу. Необходимо вывернуть на 1/4 оборота одно из сопел.

Если изменение давления незначительно (одно-два деления по манометру M_2), то

неправильно настроен пятимембранный элемент либо в месте его крепления имеются утечки. Проверить утечки. Если они отсутствуют, то следует снять и настроить пятимембранный элемент в режиме повторения.

При изменении диапазона пропорциональности от 100 до 30% давление по манометру M_2 не должно изменяться более чем на два деления. Если изменение давления более двух делений, то либо имеется незначительная утечка между дросселями II и III делителя установки диапазона 2—100%, либо недостаточно точно отрегулирован трехмембранный элемент.

Проверка герметичности пневмостойкости. Снять пневмотумблером 4 (рис. 5.43) давление питания со штуцера 3 регулятора. Давление по манометру M_2 должно оставаться неизменным в течение 1 мин.

Если давление падает, то следует найти и устранить утечки либо в месте крепления пневмостойкости XII (рис. 5.41), либо у элементов, к которым подводятся пневмолинии от пневмостойкости (дроссель $VIII$, пятимембранный элемент I , малоомощный повторитель XI , контакт отключающего реле IX).

Проверка смещения контрольной точки регулятора. Собрать схему проверки, представленную на рис. 5.44. Фазировка регулятора должна быть обратная. На регуляторе установить время интегрирования $T_{и} = 0,05$ мин (по шкале дросселя $XIII$), диапазон пропорциональности $\delta = 3000\%$ (дроссель II установить на отметку 100%, дроссель V — на отметку 3000%).

Изменять, контролируя манометром M_1 , давление $P_{вх}$ от 20 до 100 кПа. Выходное давление, контролируемое манометром M_2 , должно устанавливаться равным $P_{вх}$ при любом значении $P_{вх}$. Разница показаний манометров M_1 и M_2 является погрешностью установки контрольной точки. Контрольную точку проверять при $P_{вх} = 12; 25; 40$ и 65 дел. по манометру M_1 .

Погрешность не должна превышать одного малого деления манометра, т. е. 0,8 кПа. При отсутствии $P_{вых}$ убедиться, что есть давление на выходе пятимембранного элемента I (см. рис. 5.41), снять заглушку на линии его выхода. Если выходной сигнал с пятимембранного элемента есть, то испрошен усилитель мощности $VIII$. Снять усилитель и прочистить дроссели. При этом следует иметь в виду, что входной сигнал на усилитель подается через постоянный дроссель $ПД_2$, ввинченный во входное отверстие усилителя $VIII$. Этот дроссель также следует прочистить.

Если погрешность смещения контрольной точки выше допустимой, прежде всего

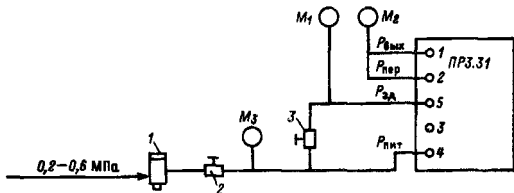


Рис. 5.44. Схема проверки регулятора ПР3.31 методом замкнутого контура:

1 — фильтр воздуха; 2 — редуктор; 3 — задатчик; M_1 , M_2 — образцовые манометры; M_3 — контрольный манометр

необходимо убедиться в герметичности линии обвязки. При утечке в линии обвязки погрешность увеличивается с увеличением $P_{вх}$. Если погрешность постоянная, то неправильно отрегулирован пятимембранный элемент. Следует снять элемент 1 и отрегулировать его по схеме сравнения. Регулировка производится при одновременном смещении обоих сопел пятимембранного элемента.

Оцифровка шкалы « T_n » дросселя «Постоянная времени интегрирования». Установить регулятор на контрольную точку при $P_{вх} = 20$ дел., в диапазоне пропорциональности $\delta - 3000\%$ и при $T_n = 0,05$ мин.

После того как $P_{вых}$ станет равно 20 дел., дроссель постоянной времени интегрирования T_n установить на проверяемую отметку шкалы. Затем ступенчато изменить $P_{вх}$ с 20 до 40 дел. ($\Delta P_{вх} = 20$ дел.) и включить секундомер.

Секундомер выключить, когда $P_{вых}$ достигнет 32,5 дел., т. е. при $\Delta P_{вых} = 0,63 \Delta P_{вх}$.

Для оцифровки последующей точки снова подать $P_{вх} = 20$ дел., установить $T_n = 0,05$ мин и после того как $P_{вых}$ станет равно 20 дел., установить дроссель постоянной времени T_n на новую отметку шкалы и изменить $P_{вх}$ до 40 дел.

Метод оцифровки основан на том, что регулятор при соединении штуцеров 1 и 2 (рис. 5.44.б) и при $\delta = 3000\%$ становится аperiодическим звеном с постоянной времени $T_{дф} = T_n$ и при ступенчатом изменении сигнала на входе [при $t = t_0$ (рис. 5.45)] сигнал на выходе изменяется по экспоненте с постоянной времени $T_{дф}$. Как известно, постоянная времени $T_{дф}$ численно равна промежутку времени $t_0 - t_1$, за который после ступенчатого изменения $P_{вх}$ на величину $\Delta P_{вх}$ $\Delta P_{вых}$ изменится на $0,63 \Delta P_{вх}$. При $P_{вх} = 20$ дел. и $\Delta P_{вх} = 20$ дел. за время $T_{дф} = T_n$ приращение давления $\Delta P_{вых} = 0,63 \cdot 20 = 12,5$ дел.,

а выходное давление примет значение $P_{вых} = 20 + 12,5 = 32,5$ дел. (рис. 5.45)

Проверка шкал дросселей диапазона пропорциональности. Для оцифровки шкалы 100—3000% дросселя V на регуляторе следует установить дроссель II на отметку 100%, дроссель V — на отметку 3000%, дроссель постоянной времени T_n — на отметку 0,05 мин и подать $P_{вх} = 20$ дел.

После того как $P_{вых}$ установится 20 дел., дроссель постоянной времени T_n поставить на отметку ∞ .

Изменить $P_{вх}$ с 20 до 40 дел. и установившееся контролируемое манометром M_2 значение $P_{вых}$ сравнить с данными табл. 5.8.

Затем, не изменяя $P_{вх}$, дроссель V последовательно устанавливая на оцифрованные отметки шкалы и значения $P_{вых}$ сравнивают с данными табл. 5.8.

Значение выходного давления $P_{вых}$ (в делениях) для контрольной точки $P_0 = 20$ дел. и при изменении $\Delta P_{вх} = 20$ дел (табл. 5.8) подсчитывают по формуле

$$P_{вых} = 20 + 20/(1 + \delta/100). \quad (5.58)$$

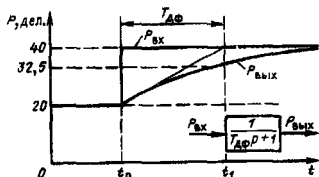


Рис. 5.45. Проверка постоянной времени изодрома на отметках шкалы « T_n » регулятора ПР3.31

Таблица 5.8 Проверка шкалы 100—3000 % диапазона пропорциональности

ДП, %	$P_{\text{вых}}, \text{ дел.}$	ДП, %	$P_{\text{вых}}, \text{ дел.}$
3000	$20,6 \pm 0,25$	300	25 ± 1
2000	$21 \pm 0,25$	200	$26,7 \pm 1$
1000	$22 \pm 0,5$	100	$30 \pm 1,5$
500	$23 \pm 0,5$	—	—

Если при изменении положения дросселя $P_{\text{вых}} \approx 20$ дел. и не изменяется, то засорился переменный дроссель V. Если $P_{\text{вых}} \approx 30$ дел. и не изменяется, засорился постоянный дроссель IV.

При отклонении $P_{\text{вых}}$ от данных табл. 5.8 необходимо снять шкалу с дросселя V и регулировочными винтами профиля декала добиться соответствия $P_{\text{вых}}$ данным табл. 5.8.

В процессе оцифровки шкалы дросселя следует проверить, чтобы при уменьшении диапазона пропорциональности с 3000 до 100 % давление $P_{\text{вых}}$ монотонно росло по мере поворота дроссельной головки.

Провалы характеристики дросселя между оцифрованными точками устраняются регулировочными винтами, расположенными между оцифрованными точками.

При большой разрегулировке дросселя нужно предварительно отвести от декала все регулировочные винты между оцифрованными точками шкалы, затем последовательно отрегулировать $P_{\text{вых}}$ на оцифрованных точках и после этого подвести промежуточные регулировочные винты до соприкосновения с декалом.

Для оцифровки шкалы 2—100 % дросселя II необходимо дроссель V установить на отметке 100 %, а дроссель II последовательно устанавливать на оцифрованные точки, начиная со 100 %; полученное значение $P_{\text{вых}}$ сравнить с $P_{\text{вых}}$ табл. 5.9.

Если при проверке $P_{\text{вых}} \approx 30$ дел. и не изменяется от изменения ДП (в процентах), то засорился постоянный дроссель III делителя.

Регулировка дросселя II при отклонении $P_{\text{вых}}$ сверх допустимых значений, приведенных в табл. 5.9, и проверка монотонности изменения $P_{\text{вых}}$ производится так же, как для дросселя V.

При установке ДП, равного 40 % и ниже, возникают автоколебания $P_{\text{вых}}$. Для их устранения в линию обвязки на время оцифровки диапазона пропорциональности следует подключить пневмодемпфер объемом 0,5 л.

Таблица 5.9 Проверка шкалы 2—100 % диапазона пропорциональности

ДП, %	$P_{\text{вых}}, \text{ дел.}$	ДП, %	$P_{\text{вых}}, \text{ дел.}$
100	$30 \pm 1,5$	10	$38 \pm 0,5$
60	$32,5 \pm 1$	5	$39 \pm 0,5$
40	34 ± 1	2	$39,5 \pm 0,5$
30	$35,5 \pm 0,5$	—	—

Проверка встроенного местного задатчика для регулятора ПР3.32 проводится аналогично проверке задатчика регулятора ПР2.8.

Регуляторы соотношения пневматические пропорционально-интегральные ПР3.31 и ПР3.34

Принципиальные схемы регуляторов представлены соответственно на рис. 5.46 и 5.47. Регуляторы состоят из вычислительного узла соотношения и регулирующей части. Принципиальная схема регулирующей части аналогична принципиальной схеме регулятора ПР3.31 (см. рис. 5.41).

В узел соотношения регулятора ПР3.33 входят нерегулируемые сопротивления XVIII, XX, регулируемые сопротивления XVII, XIX, задатчик XV с сопротивлением XVI (рис. 5.46).

Пневматические сигналы $P_{\text{пер}1}$ и $P_{\text{пер}2}$, пропорциональные параметрам, поступают в регулятор через нерегулируемые сопротивления XVIII и XX соответственно.

Установка соотношения достигается настройкой регулируемых сопротивлений XVII и XIX таким образом, чтобы при разных значениях давлений $P_{1\text{ср.}}$ и $P_{2\text{ср.}}$ перед нерегулируемыми сопротивлениями XVIII и XX давления P_1 и P_2 были равны.

Выбрав какое-либо значение коэффициента соотношения k_{XIX} регулируемого сопротивления XIX, например $k_{\text{XIX}} = 1$, что соответствует полностью закрытому сопротивлению XIX, устанавливаем требуемое со-

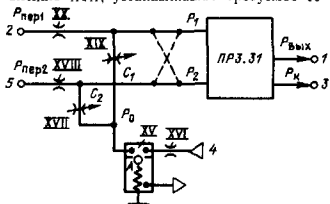


Рис. 5.46. Принципиальная схема регулятора типа ПР3.33

установленном положении сопротивления XXI .

Из описанного видно, что входными давлениями для регулирующей части регуляторов являются P_1 и P_2 (см. рис. 5.46 и 5.47).

Так как давления $P_{пер1}$ и $P_{пер2}$ поступают от датчиков в диапазоне 20–100 кПа, начальный уровень давления 20 кПа в звене соотношения устанавливается с помощью задатчика XV . С учетом (5.10) для звена соотношения регулятора ПР3.33 справедливы выражения

$$P_1 = k_{XX}(P_{пер1} - 20) + 20;$$

$$P_2 = k_{XXVI}(P_{пер2} - 20) + 20,$$

где P_1 и P_2 — давления соответственно в камерах D и B элемента I (рис. 5.41); k_{XX} и k_{XXVI} — коэффициенты, зависящие от проводимости дросселей XX и $XXVI$ соответственно. Регулирующее устройство астатическое. Поэтому в статике выполняется условие равновесия $P_1 = P_2$. Тогда

$$\left. \begin{aligned} k_{XX}(P_{пер1} - 20) + 20 &= k_{XXVI}(P_{пер2} - 20) + 20; \\ (P_{пер1} - 20)/(P_{пер2} - 20) &= k_{XXVI}/k_{XX} = k. \end{aligned} \right\} \quad (5.59)$$

Коэффициент соотношения k в регуляторе ПР3.33 может изменяться от 1 до 10. Если характеристика датчиков линейна, то

$$P_{пер1} = 20 + 80x; \quad P_{пер2} = 20 + 80y,$$

где x — значение первого параметра в относительных единицах; y — то же второго параметра. Для проточных камер узла соотношения регулятора ПР3.34 справедливы выражения

$$P_1 = k_{XIX}(P_{пер1} - 20) + 20;$$

$$P_2 = k_{кор}(P_{пер2} - 20) + 20;$$

$$P_3 = k_{XXIV}(P_{кор} - 20) + 20,$$

где $P_{пер1}$, $P_{пер2}$, $P_{кор}$ — давления на входе узла соотношения; k_{XIX} — коэффициент, регулируемый изменением проводимости дросселя XIX ; k_{XXIV} — коэффициент, регулируемый изменением проводимости дросселя $XXIV$; $k_{кор}$ — коэффициент звена коррекции.

На рис. 5.48, а приведена ориентировочная зависимость давления P_2 на выходе постоянного дросселя $XVIII$ от давления $P_{пер2}$ на входе постоянного дросселя $XVIII$ при различных значениях корректирующего давления $P_{кор}$. Каждая кривая показывает изменение давления P_2 при постоянном давлении $P_{кор}$ и изменяющемся давлении $P_{пер2}$. Зависимость между давлениями P_2 и $P_{кор}$ при постоянных значениях $P_{пер2}$ (рис. 5.48, б) не является линейной и единой для всех регуляторов ПР3.34. Чтобы приблизить ее к линейной, питание в камеру $Ж$ (см. рис. 5.47) элемента $XXIII$ подается через регулируемый дроссель XXI . Этот дроссель не имеет головки, так как установка его в наиболее выгодное положение производится на заводе-изготовителе при регулировке прибора. Графики, приложенные к прибору, действительны только при установленном положении дросселя XXI .

Рассмотрим особенности проверки и наладки регуляторов соотношения на примере регулятора ПР3.34.

В регуляторе ПР3.34 производится проверка шкал дросселей XIX и $XXIV$, элемента $XXIV$ по схеме повторения, зависимости значения давления P_2 от давления $P_{кор}$ при постоянных значениях $P_{пер2}$, статической настройки узла соотношения, проверка регулирующего устройства.

Проверка производится по схеме, приведенной на рис. 5.49. Перед проверкой штуцер 1–1 регулятора необходимо заглушить.

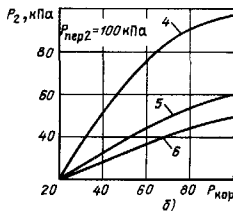
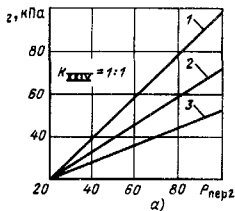


Рис. 5.48. Графики изменения давлений в проточных камерах регулятора типа ПР3.34:

а — зависимость P_2 от $P_{пер2}$ при различных давлениях $P_{кор}$ и постоянном $k_{XXIV} = 1:1$; б — зависимость P_2 от $P_{кор}$ при постоянном $P_{пер2}$ и различных k_{XXIV} ; 1 — $P_{кор} = 1$; 2 — $P_{кор} = 0,8$; 3 — $P_{кор} = 0,6$; 4 — $k_{XXIV} = 1:1$; 5 — $k_{XXIV} = 2:1$; 6 — $k_{XXIV} = 4:1$

Таблица 5.10. Проверка шкал дросселей XIX и XXIV регулятора ПР3.34

k_{XIX}, k_{XXIV}	$P_{пер1}, P_{кор},$ кПа	$P_1, P_3,$ кПа	k_{XIV}, k_{XXIV}	$P_{пер1}, P_{кор},$ кПа	$P_1, P_3,$ кПа
1:1	30 60 100	$30 \pm \Delta$ $60 \pm \Delta$ $100 \pm \Delta$	6:1	30 60 100	$21,6 \pm \Delta$ $26,6 \pm \Delta$ $33,3 \pm \Delta$
2:1	30 60 100	$25 \pm \Delta$ $40 \pm \Delta$ $60 \pm \Delta$	8:1	30 60 100	$21,2 \pm \Delta$ $25 \pm \Delta$ $30 \pm \Delta$
4:1	30 60 100	$22,5 \pm \Delta$ $30 \pm \Delta$ $40 \pm \Delta$	10:1	30 60 100	$21 \pm \Delta$ $24 \pm \Delta$ $28 \pm \Delta$

Проверка шкалы дросселя XIX. Отвертывают заглушку с камеры Д элемента I (см. рис. 5.42) и при помощи штуцера, устанавливаемого вместо заглушки, подключают образцовый манометр для контроля давления P_1 . Если регулятор обратный, то давление P_1 контролируется в камере Б элемента I (см. рис. 5.41). Датчиком XV регулятора устанавливают давление подпора, равное 20 кПа. Устанавливают шкалу дросселя XIX на проверяемую отметку. Последовательно подавая в штуцер 2 регулятора давление $P_{пер1}$, контролируемое манометром M_2 и равное 30, 60, 100 кПа, производят отсчет значения P_1 в камере Д элемента I.

Фактический коэффициент по проверяемой отметке шкалы определяется по уравнению

$$k_{XIX} = (P_{пер1} - 20) / (P_1 - 20).$$

Данные отсчета должны соответствовать значениям, указанным в табл. 5.10. Погрешность Δ должна быть не более $\pm 0,8$ кПа.

Проверка шкалы дросселя XXIV. Отвертывают заглушку с камеры Л элемента XXIII (см. рис. 5.47) и при помощи штуцера, устанавливаемого вместо заглушки, подключают образцовый манометр для контроля давления P_3 . Давление, поступающее от датчика XV регулятора, устанавливают равным 20 кПа. Устанавливают шкалу дросселя XXIV на проверяемую отметку. Последовательно подавая в штуцер 2—3 давление $P_{кор}$ (рис. 5.49), контролируемое манометром M_3 и равное 30, 60, 90 кПа, производят отсчет значения давления P_3 . Данные отсчета должны соответствовать значениям, указанным в табл. 5.10. Если погрешность выходных давлений P_1 и P_3 значительно превышает допустимое значение, то необходимо проверить давление $P_{кор}$, прочистить по-

стоянные дроссели XX, XXII и снова произвести проверку. В случае необходимости проводят регулировку дросселей с помощью регулировочных винтов.

Проверка элемента XXIII по схеме повторения. Закрывают дроссель XXIV (положение 1:1). Отвертывают заглушку в камере Б элемента I (см. рис. 5.41) и при помощи штуцера, устанавливаемого вместо заглушки, подключают образцовый манометр для контроля давления P_2 . Заглушают штуцер 5 регулятора (рис. 5.49). В штуцер 2—3 подают последовательно давление $P_{кор}$, равное 0, 20, 40, 60, 80, 100 кПа, и при каждом давлении $P_{кор}$ фиксируют давление P_2 . Погрешность повторения сигнала не должна превышать $\pm 0,4$ кПа. Если погрешность повторения сигнала не укладывается в допуск, то производится регулировка двойного сопла элемента XXIII (рис. 5.47) вращением регулировочного винта.

Проверка зависимости P_2 от $P_{кор}$ при постоянных значениях $P_{пер2}$. В штуцер 5 (рис. 5.49) подают давление $P_{пер2}$, контролируемое манометром M_5 и равное 100 кПа. В штуцер 2—3 подают последовательно давление $P_{кор}$, равное 0, 20, 30, 40, 60, 80, 100 кПа, и при каждом значении $P_{кор}$ фиксируют давление P_2 . Аналогично проверяют зависимость P_2 от $P_{кор}$ при давлениях $P_{пер2}$, равных 60 и 30 кПа. По полученным данным строят график зависимости давления P_2 при постоянных значениях $P_{пер2}$ и изменяющемся давлении $P_{кор}$ и сравнивают с графиком, прилагаемым к паспорту регулятора. При больших расхождениях полученных результатов от графика, прилагаемого к прибору, зависимость $P_2 = f(P_{кор})$ определяется несколько раз при различных положениях дросселя XXI. Для работы выбирают характеристику, наиболее близкую к линейной. По полученному графику можно определить зависимость $k_{кор} = f(P_{кор})$ на всех отметках шкалы дросселя

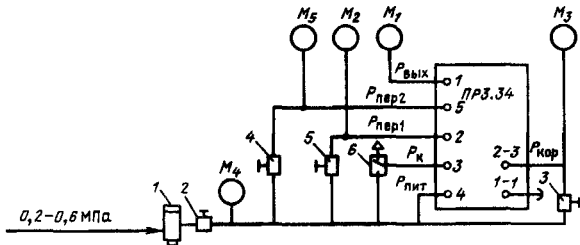


Рис. 5.49. Схема проверки регулятора типа ПР3.34.

1 — фильтр воздуха, 2 — редуктор, 3—5 — датчики, 6 — шеввер, M_1, M_2, M_3 — образцовые манометры, M_4 — контрольный манометр

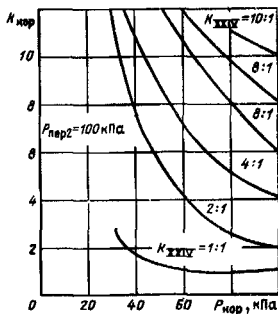


Рис. 5.50. Зависимость $k_{кор}$ от $P_{кор}$ при различных $k_{ххiv}$

XXIV по формуле

$$k_{кор} = (P_{кор} - 20) / (P_2 - 20).$$

Эта зависимость неоднозначна для одноступенчатых регуляторов, поэтому она определяется индивидуально для каждого регулятора (рис. 5.50).

Статическая настройка регулятора типа ПР3.34. Статическая настройка заключается в определении коэффициентов $k_{ххi}$, $k_{ххiv}$ и области изменения коэффициента соотношения в функции от корректирующего параметра $P_{кор}$. Из (5.59) следует, что регулятор соотношения поддерживает соотношение давлений в диапазоне от 20 до 100 кПа. Следовательно, соотношение параметров будет

поддерживаться заданным, если выходное давление от датчиков связано со значением параметра линейным уравнением.

Обычно регулятор соотношения используется в схемах регулирования соотношения расходов технологических потоков. Линейную зависимость сигнала пневмовыхода от расхода имеют ротаметры и дифманометры в комплекте с функциональными блоками типа ПФ1.17. Расходомеры переменного перепада имеют квадратичную зависимость выходного сигнала от расхода. В этом случае при отсутствии в схеме блоков, извлекающих квадратный корень из выходного пневматического сигнала расходомеров переменного перепада, на вход регулятора соотношения подают входные сигналы, пропорциональные перепадам давления на диафрагмах. Следовательно, при установленных коэффициентах соотношения регулятор поддерживает заданное соотношение перепадов

$$\Delta P_1 / \Delta P_2 = k, \quad (5.60)$$

где $\Delta P_1, \Delta P_2$ — значения перепадов на диафрагмах в относительных единицах.

Значение расхода связано с перепадом на диафрагме соотношением

$$Q = C \sqrt{\Delta P}, \quad (5.61)$$

где C — коэффициент расхода.

Из (5.60) и (5.61) определяем коэффициент соотношения между расходами:

$$Q/Q_2 = \sqrt{k}$$

Следовательно, чтобы выдержать заданный коэффициент соотношения расходов k , коэффициент соотношения между выходными давлениями дифманометров нужно установить равным k^2 . При различных

масштабах шкал дифманометров коэффициент соотношения, выставляемый на регуляторе, определяется по формуле

$$k = (k_{\text{н}}/k_{\text{ш}})^2, \quad (5.62)$$

где $k_{\text{н}}$ — заданный коэффициент соотношения, $k_{\text{ш}}$ — соотношение шкал приборов.

Пример 5.1. По условиям технологии необходимо поддерживать соотношение двух параметров от 3:2 до 3:1 при изменении корректирующего сигнала в диапазоне 40–100 кПа. Измерительные приборы рассчитаны на максимальные расходы $Q = 3000 \text{ м}^3/\text{ч}$, $Q = 1000 \text{ м}^3/\text{ч}$.

Определяем соотношение расходов, вносимое различными масштабами шкал.

$$k_{\text{ш}} = Q_1/Q_2 = 3000/1000 = 3:1.$$

По (5.62) находим необходимые коэффициенты соотношения,

$$\text{при } P_{\text{кор}} = 40 \text{ кПа } k = (3/2)^2/(3/1)^2 = 0,25;$$

$$\text{при } P_{\text{кор}} = 100 \text{ кПа } k = (3/1)^2/(3/1)^2 = 1.$$

Следовательно, на регуляторе необходимо выставить такие коэффициенты $k_{\text{ХХХ}}$ и $k_{\text{ХХХIV}}$, при которых корректирующий сигнал диапазона от 40 до 100 кПа вызывает изменения коэффициента соотношения в пределах от 0,25 до 1.

По графику на рис. 5.50 выбираем $k_{\text{ХХХIV}} = 2,1$. Фактически $k_{\text{кор}}$ в данном положении изменяется от 2:1 при $P_{\text{кор}} = 100 \text{ кПа}$ до 8:1 при $P_{\text{кор}} = 40 \text{ кПа}$.

Приняв $k_{\text{ХХХ}} = 2:1$, получим:

$$\text{при } P_{\text{кор}} = 40 \text{ кПа } k = k_{\text{ХХХ}}/k_{\text{кор}} = (2/1)/(8/1) = 0,25;$$

$$\text{при } P_{\text{кор}} = 100 \text{ кПа } k = (2/1)/(2/1) = 1.$$

Установив дросселями XIX и ХХIV коэффициенты $k_{\text{ХХХ}}$ и $k_{\text{ХХХIV}}$, следует проверить отработку регулятором заданного соотношения и диапазона коррекции.

Проверка регулирующего устройства. Регулирующая часть блока ПРЗ 34 проверяется по методике, изложенной для регулятора ПРЗ.31. При проверке регулирующей части необходимо исключить воздействие элемента ХХIII (см рис. 5.47). Для этого в линию корректирующего давления нужно добавить $P_{\text{кор}} = 120 \text{ кПа}$, а дроссели XIX и ХХIV полностью закрыть. Если через дроссель XIX и двойное сопло элемента ХХIII при их закрытии наблюдается небольшая утечка воздуха, то сигналы $P_{\text{пер1}}$ и $P_{\text{пер2}}$ необходимо подавать после дросселей XX и XVIII.

Пропорционально-интегрально-дифференциальный регулятор ПРЗ.35

Принципиальная схема этого регулятора изображена на рис. 5.51. Он состоит из следующих элементов УСЭППА: трехмембранного элемента сравнения I, двух пятимембранных элементов сравнения IX и XIX, демпфера IV, отключающих реле V, XIV и XVII, усилителя мощности — повторителя сигналов XIII, пневмоэмокостей III и XV, повторителя сигналов XVIII, а также постоянных и переменных дросселей ПД₁ — ПД₆, II, VI — VIII, X — XII.

Регулятор ПРЗ 35 предназначен для реализации пропорционально-интегрально-дифференциального закона регулирования. Пропорциональная составляющая закона регулирования формируется так же, как в П-регуляторе типа ПР2.8, — на элементе сравнения IX и двух делителей с дросселями VI — VIII и X — XII. Интегральная составляющая закона регулирования $P_{\text{и}}$ формируется так же, как в ПИ-регуляторе ПРЗ.31, — путем охвата инерционного звена первого порядка единичной положительной обратной связью. Инерционное звено реали-

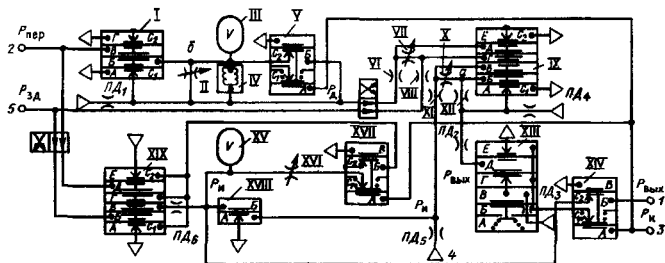


Рис 5.51. Принципиальная схема регулятора ПРЗ.35

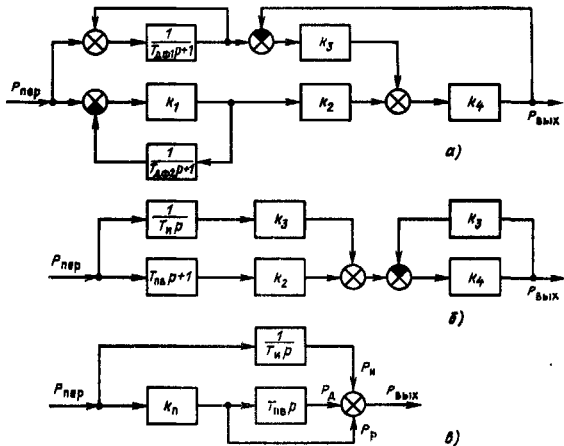


Рис. 5.52. Структурная схема регулятора ПР3.35

зуется переменным дросселем XVI и пневмостемкостью XV. Дифференциальная составляющая P_d закона регулирования формируется путем охвата усилительного звена отрицательной обратной связью в виде аperiodического звена; это звено реализуется переменным дросселем II и пневмостемкостью III.

Структурная схема регулятора ПР3.35 представлена на рис. 5.52, а, где k_1 — коэффициент усиления трехмембранного элемента сравнения I; k_2 — коэффициент передачи делителя с дросселями VI — VIII; k_3 — то же, но с дросселями X — XII; k_4 — коэффициент усиления пятимембранного элемента сравнения IX, $T_{дф1}$ — постоянная времени аperiodического (демпфирующего) звена первого порядка, образованного пневмостемкостью XV и переменным дросселем XVI; $T_{дф2}$ — то же, но образованного пневмостемкостью III и переменным дросселем II.

Встречно-параллельное соединение инерционного звена первого порядка и единичной положительной обратной связи на рис. 5.52, а является интегрирующим звеном $W_{\text{ин}}(p) = 1/(T_{\text{ин}}p)$, где $T_{\text{ин}} = T_{дф1}$ — постоянная времени интегрирования.

Встречно-параллельное соединение усилительного звена и отрицательной обратной связи $1/(T_{дф2} + 1)$ имеет передаточную функ-

цию $W_{\text{пв}}(p) = k_1/[1 + k_1/(T_{дф2}p + 1)]$. Так как трехмембранный элемент сравнения на рис. 5.51 работает с одним соплом C_{11} (сопло C_{21} заглушено), то его коэффициент передачи $k_1 \gg 1$. Следовательно, с достаточной для практических расчетов точностью можно принять $1/k_1 \approx 0$ и $W_{\text{пв}}(p) \approx T_{\text{пв}}p + 1$, где $T_{\text{пв}} = T_{дф2}$. Таким образом, это соединение имеет дифференцирующие свойства с постоянной времени предвращения $T_{\text{пв}}$.

С учетом этого, перенося на рис. 5.52, а воздействие регулятора с входа звена k_3 на его выход (вход звена k_4), получим структурную схему регулятора в виде, представленном на рис. 5.52, б.

Встречно-параллельное соединение усилительного звена k_4 и отрицательной обратной связи в виде усилительного звена k_3 имеет передаточную функцию $W(p) = k_4/(1 + k_3k_4)$.

Пятимембранный элемент сравнения IX, так же как и трехмембранный элемент I, работает с одним соплом C_{11} , и, следовательно, его коэффициент усиления $k_4 \gg 1$.

С учетом этого $1/k_4 \approx 0$ и $W(p) \approx 1/k_3$.

Представляя $W_{\text{пв}}(p) = T_{\text{пв}}p + 1$ в виде параллельного соединения идеального дифференцирующего звена $T_{\text{пв}}p$ с единичным усилительным звеном и перенося выход звена k_1 в интегрирующей цепи на выход регулятора, получим структурную схему регуля-

тора ПР3.35 в виде, представленном на рис. 5.52, а. Из структурной схемы рис 5.52, а находим передаточную функцию регулятора

$$W_n(p) = k_n + 1/(T_{\text{и}}p) + k_n T_{\text{пв}}p, \quad (5.63)$$

где $k_n = k_2/k_3$ — коэффициент передачи регулятора; $T_{\text{и}}$ — постоянная времени интегрирования; $T_{\text{пв}}$ — постоянная времени предварения.

С учетом (5.44) запишем

$$k_2 = \alpha_{\text{VI}}\alpha_{\text{VII}} / [\alpha_{\text{VI}}\alpha_{\text{VIII}} + (\alpha_{\text{VI}} + \alpha_{\text{VII}})\beta_{\text{VII}}]; \quad (5.64)$$

$$k_3 = \alpha_{\text{XI}}\alpha_{\text{XII}} / [\alpha_{\text{XI}}\alpha_{\text{XII}} + (\alpha_{\text{XI}} + \alpha_{\text{XII}})\beta_{\text{X}}], \quad (5.65)$$

где α и β — проводимости постоянных и переменных дросселей, соответствующих индексам в обозначениях проводимостей.

Коэффициент передачи регулятора

$$k_n = \alpha_{\text{VI}}\alpha_{\text{VII}} [\alpha_{\text{XI}}\alpha_{\text{XII}} + (\alpha_{\text{XI}} + \alpha_{\text{XII}}) \times \beta_{\text{X}}] / \{\alpha_{\text{XI}}\alpha_{\text{XII}} [\alpha_{\text{VI}}\alpha_{\text{VIII}} + (\alpha_{\text{VI}} + \alpha_{\text{VII}})\beta_{\text{VII}}]\}. \quad (5.66)$$

С учетом (5.13) постоянные времени регулятора соответственно равны

$$T_{\text{и}} = V_{\text{XV}} / (\beta_{\text{XIV}}\theta R); \quad (5.67)$$

$$T_{\text{пв}} = V_{\text{III}} / (\beta_{\text{II}}\theta R). \quad (5.68)$$

Так как в регуляторе ПР3.35 $\alpha_{\text{VI}} = \alpha_{\text{VIII}} = \alpha_{\text{XI}} = \alpha_{\text{XII}} = \alpha$, то

$$k = (\alpha + 2\beta_{\text{X}}) / (\alpha + 2\beta_{\text{VII}}). \quad (5.69)$$

Из (5.63) следует, что регулятор ПР3.35 реализует ПИД-закон регулирования с независимыми настройками пропорциональной и интегральной составляющих регулятора. Настройка дифференциальной составляющей зависит от коэффициента передачи k_n и постоянной времени предварения $T_{\text{пв}}$. Следует иметь в виду, что регулятор реализует закон ПИД-регулирования только при изменении переменной $P_{\text{пер}}$ и постоянном задании $P_{\text{зд}}$. При изменении задания $P_{\text{зд}}$ регулятор реализует закон ПИ-регулирования.

По каналу изменений задания структурная схема регулятора ПР3.35 аналогична схеме регулятора ПР3.31 (рис. 5.41).

Передаточная функция регулятора по каналу изменения задания

$$W_n(p) = k_n + 1/(T_{\text{и}}p). \quad (5.70)$$

Диапазон настройки коэффициента усиления регулятора при изменении проводимости β_{VII} переменного дросселя VII (проводимость дросселя VII $\beta_{\text{VII}} \rightarrow 0$) $1 \leq k_n \leq 50$. Соответственно предел пропорциональности изменяется в диапазонах $3000 \geq \delta \geq 100\%$ и $100 \geq \delta \geq 2\%$.

При полностью закрытых переменных дросселях VII и X ($\beta_{\text{VII}} = 0$, $\beta_{\text{X}} = 0$) коэффициент передачи регулятора $k_n = 1$, предел пропорциональности $\delta = 100\%$.

Постоянная времени интегрирования настраивается путем изменения проводимости β_{XVI} переменного дросселя XVI в диапазоне $0,05 \leq T_{\text{и}} \leq 100$ мин. Постоянная времени предварения настраивается путем изменения проводимости β_{II} переменного дросселя II в диапазоне $0,05 \leq T_{\text{пв}} \leq 10$ мин.

При проверке и настройке регулятора ПР3.35 необходимо учитывать следующие его особенности:

1) грехмембранный элемент сравнения узла предварения и латимембранный элемент пропорционального узла IX расключены по схеме с использованием одного сопла. Их настройка в режиме повторения очень чувствительна к положению сопла. Поэтому эти элементы целесообразно настраивать при включении именно по такой схеме. Так как неправильная настройка этих элементов не может быть обнаружена при проверке контрольной точки, в предлагаемой ниже методике они проверяются до проверки контрольной точки без демонтажа из схемы регулятора;

2) так как регуляторы данной серии имеют максимальное значение диапазона пропорциональности 3000%, то при отцифровке времени интегрирования по схеме замкнутого регулятора нужно устанавливать максимальный диапазон. В этом случае с достаточной степенью точности можно считать при $T_{\text{пв}} = 0$ регулятор чисто интегральным, при этом реакцией замкнутого регулятора на ступенчатое входное воздействие будет экспонента с постоянной времени $T = T_{\text{и}}$. Поэтому $T_{\text{и}}$ численно определяется как промежуток времени, за который $\Delta P_{\text{вых}}$ после нанесения ступенчатого возмущения изменится на $0,63 \Delta P_{\text{вых уст}}$, где $\Delta P_{\text{вых уст}}$ — установившееся значение $\Delta P_{\text{вых}}$;

3) узел предварения реализует закон, близкий к идеальному дифференцирующему. Поэтому нельзя определять $T_{\text{пв}}$ по реакции разомкнутого узла предварения на ступенчатое входное воздействие. Отцифровка шкалы « $T_{\text{пв}}$ » методом обвязки регулятора предвратительно превращенного в ПД-регулятор (пропорционально-дифференциальный) при $\delta = 100\%$ не совсем удобна, так как из-за инерционности элементов сравнения, вклю-

ченных по схеме с одним соплом, происходящих автоколебания.

Так как объемы пневмемкостей III и XV в регуляторе ПР3.35 одинаковы ($V_{III} = V_{XV}$), то с учетом (5.67) и (5.68) шкалу « $T_{пв}$ » дросселя значительно проще и быстрее можно оцифровать, установив его вместо дросселя со шкалой « T_n » и оцифровав шкалу « $T_{пв}$ » так же, как шкалу « T_n ». Полученное при оцифровке время T_n численно равно $T_{пв}$.

Проверку регулятора целесообразно производить с использованием образцовых манометров на предельное давление 0,16 кПа с числом делений 100.

Проверка производится по принципиальным схемам, представленным на рис. 5.53.

В схеме на рис. 5.53, а на штуцера 4 и 3 регулятора подают давление питания, на штуцер 1 — давление от регулируемого источника с контрольным манометром. Штуцера 2 и 5 регулятора остаются свободными.

Манометр M_2 подключить к линии выхода с пятимембранного элемента IX (точка а в схеме на рис. 5.51). Для этого необходимо снять крепежный винт с ножки дросселя

X со стороны минусовой камеры B пятимембранного элемента и вместо него установить переходный штуцер для подсоединения манометра M_2 ; дроссель X установить в положение 100%. Фазировка регулятора — «прямой».

Проверка настройки пятимембранного элемента сравнения IX . Проверка производится по схеме на рис. 5.53, а

Для проверки изменяют давление, подаваемое на вход штуцера, от 20 до 100 кПа. Давление в точке а должно быть таким же с допуском 0,5 малого деления контрольного манометра. Погрешность устраняется регулировкой положения сопла C_{II} , через которое подается питание в элемент IX .

Если давление в точке а отсутствует, то следует проверить наличие давления на ножке дросселя X диапазона пропорциональности $\delta = 2 \pm 100\%$ после постоянного дросселя XI . Если давление отсутствует, прочистить постоянный дроссель XI , а при необходимости $ПД_3$. Если это не помогает, проверить наличие давления в пневмемкости XV , так как возможно, что не срабатывает переключающее реле XIV . В последнем случае необходимо проверить исправность реле.

Если давление после дросселя XI имеется, но в точке а отсутствует, следовательно, засорился дроссель $ПД_4$ подачи питания на пятимембранный элемент IX прочистить дроссель $ПД_4$.

Если давление в точке а максимальное (100 кПа и выше), то засорился дроссель XII на линии обратной связи пятимембранного элемента. Следует прочистить этот дроссель.

Проверка трехмембранного элемента сравнения I . Проверка производится по схеме на рис. 5.53, б. Манометр M_2 подключается к точке б схемы регулятора (см. рис. 5.51).

Для этого необходимо снять крепежный винт с ножки дросселя II со стороны выхода элемента I и установить переходный штуцер для подсоединения манометра M_2 .

Постоянную времени предварения $T_{пв}$ установить на минимальное значение, затем изменять давление, подаваемое на штуцер 2, от 20 до 100 кПа и сравнивать с давлением в точке б. Разница показаний не должна превышать 0,5 малого деления. Погрешность устраняется регулировкой положения сопла C_{II} , через которое подается питание в трехмембранный элемент I (см. рис. 5.51).

Если давление в точке б отсутствует, то необходимо прочистить постоянный дроссель $ПД_1$ на линии подачи питания в трехмембранный элемент.

Проверка отключающего реле V . Убедиться, что при изменении степени открытия

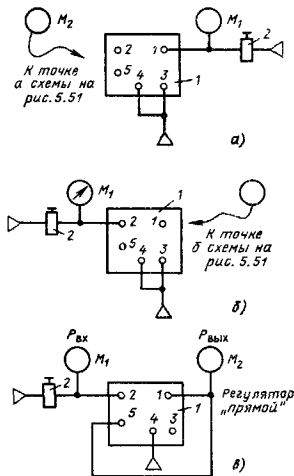


Рис. 5.53 Принципиальные схемы проверки регулятора ПР3.35:

1 — регулятор ПР3.35, 2 — редуктор, M_1 и M_2 — образцовые манометры

дроссели II характер отслеживания давления в точке б при изменении давления, подаваемого на штуцер 2, не изменяется.

Это означает, что при подаче давления на штуцер 3 контакт реле V зашунтировал дроссель со шкалой « $T_{пв}$ », а контакт реле XIX отсоединил выход с усилителя мощности XIII.

Заглушить штуцер 1 (выход регулятора), снять давление со штуцера 3, установить $T_{пв} \approx 1-2$ мин и убедиться, что при медленном увеличении давления, подаваемого на вход штуцера 2, давление на выходе узла предварения (в точке б схемы) опережает входное давление.

Выполнение этих требований свидетельствует о том, что реле V работает правильно. В противном случае необходимо реле снять и сделать ревизию.

Проверка контрольной точки регулятора. Собрать схему проверки регулятора методом замыкания в соответствии с рис. 5.53, в.

Давление $P_{вх}$ от источника с контрольным манометром подается на штуцер 2, выход со штуцера 1 перемкнуть на штуцер 5. Штуцер 3 свободен. Фазировка регулятора — «прямой». На регуляторе установить $T_{пв} = 0,05$ мин, $T_{пв} = 0,05$ мин, $\delta = 3000\%$.

Последовательно установить $P_{вх}$ 10, 30, 50, 65 дел. Убедиться, что $P_{вых}$ устанавливается равным $P_{вх}$ с допуском ± 1 малое деление контрольного манометра. Если разность показаний манометра выше допустимой с изменением $P_{вх}$, то имеются утечки в схеме обвязки регулятора или в месте крепления пятиембранного элемента XIX. Найти и устранить утечки.

Если погрешность значения $P_{вых}$ выше допустимой и не зависит от $P_{вх}$, то неправильно настроен пятиембранный элемент XIX интегратора. Снять элемент и отсимметризовать его в режиме сравнения. Необходимо помнить, что при отсутствии утечек точность контрольной точки определяется точностью настройки пятиембранного элемента интегратора.

Отсутствие $P_{вых}$ возможно либо из-за залипания сопла пятиембранного элемента XIV, либо из-за неисправности усилителя XIII. Необходимо снять любую из заглушек на дроссели X. Если давление на ножке дросселя отсутствует, залипло сопло подачи питания в пятиембранный элемент XIX. Необходимо вывернуть на 1/4 оборота винт регулировки положения сопла C_{2XIX} (см. рис. 5.51). Если давление есть, неисправен усилитель мощности. Необходимо усилитель снять и прочистить постоянные дроссели ПД₂ и ПД₃. Следует иметь в виду, что дроссель ПД₂ ввернут в отверстие ввода входно-

го давления, а дроссель ПД₃ является составной частью усилителя XIII.

Максимальный выходной сигнал с регулятора ($P_{вых} > 10$ кПа независимо от $P_{вх}$) возможен при залипании сопла C_{1XIX} сброса давления в атмосферу из пятиембранного элемента XIX. В этом случае следует вывернуть сопло C_{1XIX} на 1/4 оборота.

Проверка герметичности пневмостомости III. Подать $P_{вх} = 40$ дел. при $T_{пв} = 0,05$ мин. После того как $P_{вых}$ установится равным 40 дел., установить $T_{пв} = 10$ мин (максимум по шкале).

Давление $P_{вых}$ в течение 1 мин должно оставаться неизменным. Если давление снизилось более чем на 0,5 большого деления, необходимо найти и устранить утечку в линии пневмостомости III. Утечка обычно бывает в местах крепления элементов схемы, соединенных с пневмолнией.

Проверка работы узла пропорциональности. Установить дроссели «Диапазон пропорциональности» в следующие положения: дроссель X ($\delta = 2 \div 100\%$) — в положение 100%; дроссель VII ($\delta = 100 \div 3000\%$) — в положение 3000%; дроссели II и XVI установить на отметку 0,05 мин. Подать $P_{вх} = 20$ дел. (по манометру). После того как $P_{вых}$ установится на 20 дел., дроссель XVI установить в положение α .

Изменить $P_{вх}$ с 20 до 40 дел. Выходное давление должно измениться очень незначительно (не более одного деления по контрольному манометру).

Если выходное давление изменилось до 30 дел., то засорился переменный дроссель VII. Необходимо дроссель снять и сделать ревизию.

Не изменяя $P_{вх} = 40$ дел., постепенно изменять положение дросселя VII с 3000 до 100%.

Выходное давление должно изменяться примерно с 21 до 30 дел. Если выходное давление не изменяется, то, следовательно, засорен один из постоянных дросселей делителя VI или VIII.

Прочистить оба постоянных дросселя делителя.

Дроссель VII поставить на отметку 100% и изменять положение дросселя X со 100 до 2%. Выходное давление должно постепенно увеличиваться с 30 до 40 дел.

При установке дросселя на отметку $\delta = 30\%$ и ниже выходное давление начнет пульсировать. На это не следует обращать внимания.

Если выходное давление остается равным 30 дел., то, следовательно, засорен переменный дроссель делителя. Его необходимо снять и сделать ревизию.

Проверка постоянства выходного сигнала регулятора, превращенного в пропорциональный при установке его на контрольную точку и изменении диапазона пропорциональности. Дроссели VII и X диапазона пропорциональности установить на отметки $\delta = 100\%$.

Подать $P_{вх} = 20$ дел., предварительно установив $T_{п} = 0,05$ мин и $T_{пв} = 0,05$ мин. После того как $P_{вых}$ установится на 20 дел., установить $T_{пв} = \infty$.

Изменить уставку дросселя X от значения 100 до 40% и обратно. Изменение выходного сигнала при этом должно быть не более двух больших делений манометра.

При изменении выходного сигнала выше этого значения устранить негерметичность в местах крепления дросселей X—XII диапазона пропорциональности.

Изменить уставку дросселя VII от 100 до 3000% и обратно. Выходной сигнал должен при этом изменяться не более чем на одно малое деление манометра. При изменении выходного сигнала выше этого значения устранить утечки в местах крепления дросселей VI—VIII или в местах подвода давления к камерам Д и Г пятимембранного элемента IX.

Оцифровка шкал дросселей «Диапазон пропорциональности». Установить на дросселях VII и X диапазоны пропорциональности на отметку 100%.

Дроссели II и XVI установить на отметку 0,05 мин. Подать $P_{вх} = 20$ дел., и после того как $P_{вых}$ станет равным 20 дел., дроссель «Время интегрирования» XVI установить на отметку ∞ .

Изменить $P_{вх}$ с 20 до 40 дел. Давление выходного сигнала должно установиться равным 30 дел. Если $P_{вых}$ будет меньше 30 дел., то на отметке 100% не полностью закрыт дроссель VII со шкалой $\delta = 100 \div 3000\%$.

Если $P_{вых}$ будет больше 30 дел., то не полностью закрыт дроссель X со шкалой $\delta = 100 \div 2\%$.

Затем дроссели проверяются последовательно.

1. Дроссель X со шкалой 2—100% остается на отметке 100%, а дроссель VII со шкалой 100—3000% устанавливается последовательно на оцифрованные отметки шкалы и $P_{вых}$ сравнивается с его допустимыми значениями по табл. 5.8. Если погрешность выше допустимой, ее устраняют, как и для регулятора ПРЗ.31, регулировочным винтом, находящимся напротив проверяемой отметки шкалы. Кроме диапазона на оцифрованных точках необходимо проверить монотонность его изменения в промежутках

точных положений дросселя: при медленном повороте дросселя в сторону уменьшения δ давление $P_{вых}$ без рысков монотонно должно уменьшаться. Искривление характеристики дросселя в промежуточных положениях устраняется регулировкой профиля лепкала дросселя регулировочными винтами, расположенными между оцифрованными отметками.

2. Дроссель VII со шкалой 100—3000% устанавливается на отметку 100%, а дроссель X со шкалой 100—2% — последовательно на оцифрованные отметки шкалы. Значения $P_{вых}$ сравниваются с его допустимыми значениями по табл. 5.9, и в случае несоответствия производится регулировка.

При установке дросселя на отметки ниже 40% возникают автоколебания из-за инерционности регулятора. Для устранения автоколебаний необходимо к линии $P_{вых}$ подключить пневмостойкость.

Оцифровка шкалы «Постоянная времени интегрирования» $T_{п}$ дросселя XVI. На регуляторе установить $T_{п} = 0,05$ мин, $T_{пв} = 0,05$ мин, $\delta = 3000\%$. Подать $P_{вх} = 20$ дел. После того как $P_{вых}$ установится равным 20 дел., дроссель XVI установить на первую оцифрованную отметку шкалы после 0,05 мин. Изменить ступенчато $P_{вх}$ с 20 до 40 дел. и одновременно включить секундомер.

Давление $P_{вых}$ будет постепенно приближаться к значению $P_{вх}$ с уменьшением скорости. Секундомер выключить, когда $P_{вых}$ будет равно 32,5 дел., т. е. $P_{вых} = 20 + 0,63\Delta P_{вх} = 20 + 0,63 \cdot 20 \approx 32,5$ дел.

Показание секундомера будет равно действительному значению $T_{п}$ на проверяемой отметке шкалы.

Для оцифровки следующей точки шкалы необходимо снова установить $P_{вх} = 20$ дел. и $T_{п} = 0,05$ мин.

После обработки $P_{вых} = 20$ дел. дроссель установить на следующую проверяемую отметку шкалы и снова подать $\Delta P_{вх} = 20$ дел., т. е. изменить ступенчато $P_{вх}$ с 20 до 40 дел.

Для экономии времени при оцифровке больших значений $T_{п}$ можно определять промежуток времени Δt , численно равный $0,5T_{п}$, что соответствует $P_{вых} = 28$ дел.

После определения Δt время интегрирования определяется из условия $T_{п} = 2\Delta t$.

Оцифровка шкалы «Постоянная времени предварения» $T_{пв}$ дросселя II. Снять дроссель II со шкалой « $T_{пв}$ » и установить его вместо дросселя XVI со шкалой « $T_{п}$ », после чего выполнить оцифровку шкалы « $T_{пв}$ » по методике оцифровки шкалы « $T_{п}$ ».

Полученное при оцифровке время $T_{п}$ численно равно времени $T_{пв}$ на проверяемой отметке шкалы. По окончании оцифровки

239

порциональная и дифференциальная составляющие вводятся воздействием на отрицательную обратную связь, астатическая — на положительную обратную связь. Степень воздействия пропорциональной составляющей настраивается путем изменения плеча рычага заслонки, астатической и дифференциальной составляющих — соответствующими регулируемым сопротивлениями

Регулятор реализует функцию

$$x_{\text{вых}} = k_n \left(x_{\text{вх}} + \frac{1}{T_{\text{из}}} \int x_{\text{вх}} dt + T_{\text{на}} \frac{dx_{\text{вх}}}{dt} \right).$$

На регулятор от прибора КС-4 через тягу 8 подается перемещение, пропорциональное рассогласованию между параметром и заданием (рис. 5.54).

Тяга с помощью рычажной системы перемещает штифт 9, а вместе с ним и заслонку (направление движения штифта зависит от знака рассогласования). Перемещение заслонки 10 вызывает изменение сигнала в линии сопла 11.

Если, например, параметр изменился и стал больше задания, то штифт 9 подводит заслонку к соплу. При этом увеличивается сигнал в линии сопла и на выходе усилителя 12. Сигнал с выхода усилителя поступает через аperiodическое звено узла постоянной времени предвращения (регулируемое пневмосопротивление 20 и пневмемкость 21) в сильфон 5 отрицательной обратной связи. Тяга 6, идущая от сильфонов обратной связи, передвигает штифт 9 в направлении, необходимом для возвращения заслонки в исходное положение. Сигнал на выходе регулятора возрастает на величину, пропорциональную сигналу рассогласования (разность параметра и задания) и установленному коэффициенту передачи ($k_n = 1/\delta$, где δ — предел пропорциональности).

Одновременно сигнал из линии отрицательной обратной связи поступает через реле 17 на инерционное звено изодрома (пневмосопротивление 18 и пневмемкость 19), которое соединено с сильфоном положительной обратной связи 7. Давление в сильфонном узле и на выходе регулятора будет увеличиваться до тех пор, пока на входе регулятора есть сигнал рассогласования (из-за неравномерности, присущей системам пропорционального регулирования), т. е. пока параметр не станет равным заданию (в пределах основной погрешности регулятора). При этом прекращается изменение выходного сигнала регулятора.

Корректирующее действие изодрома происходит со скоростью, определяемой рассогласованием и степенью открытия пневмосопротивления 18.

Когда пневмосопротивление 18 открыто, значение постоянной времени изодрома $T_{\text{из}}$ минимальное, при закрытом пневмосопротивлении постоянная времени изодрома стремится к бесконечности (практически оно приближается к 100 мин).

Регулирующее воздействие по скорости изменения параметра (действие предвращения) осуществляется введением в линию сильфона отрицательной обратной связи пневмосопротивления 20.

Настройка различных значений предела пропорциональности осуществляется путем изменения степени воздействия на узел «сопло — заслонка» одних и тех же значений входного перемещения и перемещения от сильфонов обратной связи. Узел «сопло — заслонка» закреплен на оси, которая поворачивается вручную при помощи диска с указателем, перемещающимся по шкале 16 предела пропорциональности. При горизонтальном положении заслонки относительно входного рычага получается минимальный коэффициент усиления (наибольший предел пропорциональности), так как при перемещении входного рычага почти не изменяется зазор между заслонкой 10 и соплом 11 и, следовательно, компенсация от воздействия на заслонку входного рычага рычагом сильфонов обратной связи происходит при незначительном перемещении рычага сильфонов.

Если заслонка расположена перпендикулярно входному рычагу, незначительное перемещение входного рычага требует для компенсации большого перемещения рычага сильфонов обратной связи, т. е. большого изменения выходного сигнала регулятора. Такое положение заслонки соответствует наибольшему коэффициенту передачи (нижнему граничному значению диапазона настройки — предела пропорциональности).

Для перехода с ручного управления на автоматическое регулирование и для отключения регулятора от системы регулирования служат выключающие реле, выполняющие роль клапанов 15 и 17. Они включены таким образом, что при подаче в штуцер 3 командного пневматического сигнала (давление питания) на отключение регулятора пневмосопротивление узла предвращения 20 шунтируется клапаном 17, звено изодрома отключается от линии 1 — 1, а выходная линия регулятора соединяется через клапан 15 и штуцер 1 с емкостью 19 изодрома и с сильфоном 7 положительной обратной связи. В этом случае выход регулятора при ручном управлении исполнительным механизмом равен давлению на исполнительном механизме, что обеспечивает «безударный» переход с ручного управления на автоматическое.

Дополнительный выход 1-1 предназначен для контроля выходного давления регулятора при автоматическом регулировании. Выход 1-1 подключается к контрольному манометру панели управления. К входу 4 подводится давление питания $P_{пит} = 140$ кПа.

Для гашения автоколебаний, возникающих в линии выхода регулятора при больших коэффициентах передачи (предел пропорциональности 5—10%) и наличии предварения, пневмосопротивление предварения шунтируется специальной пневмемкостью 21 с сифоном, внутренняя и внешняя полости которого соответственно соединены с входной и выходной линиями пневмосопротивления предварения. Наличие такой пневмемкости, шунтирующей предварение, в линии отрицательной обратной связи позволяет в момент поступления возмущения на входе соответственно изменять без запаздывания в сифоне отрицательной обратной связи стабилизирующее давление, минуя пневмосопротивление предварения.

Подготовка регулятора к работе. Разарретировать регулятор перед установкой в прибор КС-4. Арретир выполнен в виде скобы, окрашенной в красный цвет.

Для нормальной работы регулятора необходим правильный выбор направления изменения давления в линии ИМ при увеличении или уменьшении регулируемого параметра.

Если при увеличении входного сигнала выходной сигнал регулятора растет, то регулятор настроен как «прямой». Если при увеличении входного сигнала выходной сигнал регулятора падает, то регулятор настроен как «обратный».

Настройку регулятора, как «прямого», так и «обратного», производят на заводе в соответствии с требованиями заказчика.

Если настройка в заказе не указана, регулятор на заводе настраивают как «прямой».

Перед включением регулятора в работу давление питания установить равным 140 кПа. По характеристикам, снятым с объекта регулирования, или на основании предыдущих опытов регулирования подобных объектов установить значения настроечных параметров регулятора (предел пропорциональности, постоянные времени изодрома и предварения).

Выровнять стрелку задания в приборе КС-4 со стрелкой параметра и по контрольному манометру в выходной линии регулятора наблюдать изменение выходного сигнала регулятора.

Если при этом выходной сигнал не уста-

навливается, следует стабилизировать его изменением длины тяги в приборе КС-4 с помощью специального винта. Для прямого клапана при уменьшении выходного сигнала регулятора тягу укоротить, а при увеличении — удлинить.

Для обратного клапана укорачивание тяги приводит к уменьшению сигнала на выходе регулятора, а удлинение — к увеличению.

Подстройка длины тяги прибора КС-4 считается законченной, если при равенстве параметра и задания в пределах допустимой погрешности регулятора ($\pm 0,5\%$ при $\delta = -100\%$) выходной сигнал регулятора не изменяется.

Если при настройке регулятора погрешность его при установке различных пределов пропорциональности выходит за допустимые пределы, используется корректор 22.

При пределе пропорциональности 100% и минимальных постоянных времени предварения и изодрома изменением входного сигнала регулятора стабилизируют выходной сигнал на каком-либо значении в интервале 55—65 кПа. Шкалу времени изодрома поставить на отметку бесконечность (∞), отмечая значение выходного сигнала. Установить предел пропорциональности 5% и изменить входной сигнал так, чтобы выходной сигнал принял отмеченное значение. При пределе пропорциональности 400% стабилизируют выходной сигнал на отмеченном значении с помощью винта корректора 2.

Такой регулировкой добиваются постоянства выходного сигнала с допустимым отклонением $\pm 0,2$ кПа при $\delta = 5, 100$ и 400%, после чего проверяют основную погрешность.

Включение регулятора в работу. Включение регулятора в схему регулирования необходимо производить в следующем порядке.

а) отключить выход регулятора подачей в штуцер 3 пневматического сигнала команды от панели управления и в течение некоторого времени процесс поддержания параметра на заданном значении производить вручную с помощью задачика панели управления. Контроль значения регулируемого параметра при этом осуществляют по шкале прибора КС-4;

б) когда регулируемый параметр достигнет значения задания и давление в дополнительной линии 1—1 выходного сигнала регулятора (рис. 554) станет равным давлению в линии ИМ, включить регулятор в схему. Равенство давлений легко контролируется двухстрелочным манометром на панели управления.

Включение регулятора производить тумблером S_{APD} , расположенным на панели устройства регулирования. Тумблер переключить с ручного управления «Р» на автоматическое регулирование «А».

С момента включения регулятора процесс поддержания параметра на заданном уровне осуществляется автоматически (регулятором).

По линии записи регулируемого параметра прибором КС-4 судят о качестве регулирования. По ходу технологического процесса следует производить корректировку настроечных параметров (предела пропорциональности, времени изотерма и предварения) регулятора, после чего настройка контура регулирования считается законченной.

Переход с автоматического регулирования на ручное управление необходимо производить следующим образом:

а) установить сигнал на выходе задатчика на панели управления равным сигналу на выходе регулятора, для чего поворотом ручки задатчика подвести стрелку манометра, указывающую сигнал на выходе задатчика, к стрелке манометра, указывающей сигнал на выходе регулятора;

б) переключить тумблер S_{APD} из положения «А» в положение «Р». При этом регулятор автоматически отключается от ИМ и подключается к задатчику панели управления. После переключения тумблера управление ИМ осуществляют вручную задатчиком.

5.8. КОМПЛЕКСЫ ТЕХНИЧЕСКИХ СРЕДСТВ СИСТЕМ ПНЕВМОАВТОМАТИКИ

В связи с возрастающей сложностью объектов автоматизации, увеличением единичной мощности технологических установок, их работой на критических и сверхкритических параметрах (по давлению, температуре, быстрдействию и т.д.) за последние годы происходит резкое увеличение числа контролируемых и регулируемых переменных, определяющих ход технологического процесса и состояние технологического оборудования.

В связи с этим при автоматизации крупных технологических агрегатов и установок возникла проблема реорганизации щитовых систем автоматического управления, доминировавших длительное время практически во всех отраслях промышленности. По мере дальнейшего повышения мощностей технологических агрегатов и объединения их в крупные технологические комплексы указанная проблема становится все острее и не-

отложнее. От ее решения непосредственно зависит возможность реализации укрупненных операторских пунктов, позволяющих вести централизованное управление группами технологических агрегатов и установок.

С учетом изложенного технический прогресс в развитии средств автоматизации в настоящее время идет по пути разработки комплексов технических средств, выполненных по блочно-модульному принципу, на базе которых могут быть синтезированы автоматические системы управления различными технологическими процессами.

Характерной особенностью этих комплексов является глубокая централизация функций контроля и управления с рациональным сочетанием ее с принципом децентрализации, достигнутыми за счет методов и средств телемеханики. Это дало возможность существенно сократить (по сравнению с приборно-щитовыми вариантами) фронты обслуживания АСУ и облегчить труд операторов.

Единый агрегатированный комплекс технических средств автоматизации позволяет синтезировать АСУ различной структурной сложности на более прогрессивном и современном уровне как по конструктивному исполнению, так и по функциональным возможностям (по сравнению с АСУ, выполненными на базе традиционных щитовых приборов, регуляторов и специализированных релейно-контактных управляющих устройств).

При всех перечисленных достоинствах агрегатированных комплексов технических средств автоматизации в настоящее время наместились пути дальнейшего их совершенствования. В частности, повышается степень агрегатизации, достигаемая путем конструктивного объединения узлов различных блоков и устройств, реализующих наиболее часто сочетаемые функции контроля и управления, такие, как контроль по вызову, сигнализация отклонений, регистрация, регулирование.

Повышение степени агрегатизации позволяет сокращать число используемых в системах автоматизации отдельных блоков и устройств и за счет этого существенно сокращать межблочные линии связи, уменьшать площади операторских помещений, улучшать эргономические характеристики системы, уменьшать объемы и стоимость строительно-монтажных работ.

В системах пневмоавтоматики наиболее широко начинают использоваться такие комплексы, как установка управляющая пневматическая «Режим-1Д», комплекс пневматических средств «Ритминат».

УСТАНОВКА УПРАВЛЯЮЩАЯ ПНЕВМАТИЧЕСКАЯ «РЕЖИМ-1Д»

Установка «Режим-1Д» предназначена для применения в автоматизированных системах централизованного контроля и управления непрерывными технологическими процессами, которые характеризуются большим числом контролируемых и регулируемых переменных, а также развитыми взаимосвязями между ними.

Установка «Режим-1Д» реализует следующие основные функции централизованного контроля и управления:

1) оперативный контроль переменных и других сигналов, характеризующих состояние регулируемого контура, на многошкальном приборе по вызову технолога-оператора;

2) автоматическую сигнализацию отклонений технологических переменных от их номинальных значений за допустимые технологические нормы (технологическая сигнализация);

3) автоматическую сигнализацию отклонений технологических переменных за предельно допустимые аварийные значения (аварийную сигнализацию);

4) автоматическую сигнализацию состояния оборудования (предупредительную сигнализацию);

5) непрерывную регистрацию на самопишущих приборах важнейших переменных;

6) регистрацию вспомогательных параметров на самопишущем приборе по вызову оператора;

7) управление технологическим процессом, осуществляемое по следующим программам:

автоматическая одноконтурная стабилизация регулируемой переменной на заданном оператором уровне;

программное управление;

автоматическое каскадное регулирование переменных;

дистанционное (ручное) управление исполнительными механизмами;

8) одноконтурное и каскадное регулирование совместно с УВК в супервизорном режиме.

Связь с УВК возможна как через серийные аналоговые электропневмопреобразователи по каждому контуру регулирования (рис. 555, а), так и через блок связи БС-1 (рис. 555, б), на который от УВК поступают дискретные электрические сигналы 24 В. Эти сигналы в блоке связи БС-1 преобразовываются в аналоговые пневматические сигналы заданий регуляторам.

Блок связи БС-1 и аналоговые электропневмопреобразователи ЭПП в состав установки «Режим-1Д» не входят.

Органы управления, настройки и контроля расположены на мнемосхеме и панели управления.

На мнемосхеме расположены: электрическое табло технологической и аварийной сигнализации; пневматические гнезда вызова переменных на контроль;

органы управления (задатчики номинала «Н», дистанционного управления «ДУ», переключатели «А-Р», «М-А-Р», «М-А-Р-ПР», «А-Р-К» и др.).

Положения переключателя соответствуют: «А» автоматическому режиму; «Р» ручному (дистанционному) режиму; «М» — режиму, когда сигнал «Н» поступает от УВК; «Пр» — режиму, когда сигнал «Н» поступает от другого внешнего источника, например от программного входа; «К» каскальному режиму.

Под мнемосхемой расположена панель управления

На панели помещены: электрические табло, сигнализирующие об отказе блока питания 24 В или отключении УВК;

гумблер электрический отключения УВК;

манометр, контролирующий давление питания;

манометр, контролирующий подпор;

задатчик пневматический для проверки прибора ППМ-20П;

пневмокнопка контроля по прибору ППМ-20П сигнала номинала, поступающего от электропневмопреобразователя ЭПП,

пневмокнопка контроля по прибору ППМ-20П задания от внешних программных устройств Пр;

пневмокнопка контроля по прибору ППМ-20П сигнала номинала, поступающего от УВК через блок связи БС-1.

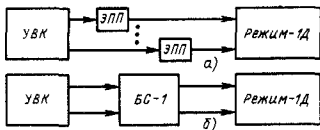


Рис. 555. Схемы связи установки «Режим-1Д» с УВК:

а — через серийные аналоговые электропневмопреобразователи ЭПП; б — через блок связи БС-1

кнопки электрические «Б» (Большие) и «М» (Меньше) для работы с блоком связи БС-1,

кнопка электрическая квитирования светового сигнала;

движковые пневматические переключатели вызова переменных на регистрацию (на десять точек каждый).

Структурная схема установки «Режим-1Д» для одноконтурной схемы регулирования изображена на рис. 5.56.

Информация о ходе технологического процесса от датчика *Д* поступает на установку «Режим-1Д» в виде пневматических аналоговых сигналов стандартного диапазона 20...100 кПа.

Для размножения пневмосигналов параметров *П*, направляемых к основным устройствам установки, служит размножитель *РМ*.

От размножителя *РМ* сигнал регулируемого параметра *П* идет к модулю технологической сигнализации *М265Б*, где непрерывно и автоматически вычисляемая разность

значений параметра *П* и его номинального значения *Н* сравнивается с допустимым значением зоны отклонений; при выходе сигнала параметра из указанной зоны формируется соответствующий сигнал выбега, который зажигает световые табло *ТТ* на мнемосхеме технологического процесса *МС*.

Сигнал параметра *П* поступает на вход модуля аварийной сигнализации *М494Б*. При отклонении параметра за верхнее или нижнее предельно допустимое значение, формируемое в самом модуле, зажигается табло аварийной сигнализации *ТА* на мнемосхеме.

В верхней части установки расположены табло предупредительной сигнализации (на рис. 5.56 не показаны).

Эти табло используются для сигнализации состояния оборудования и отклонения параметров. Обнаружение отклонений и выработка сигналов осуществляются контактными устройствами, расположенными вне установки «Режима-1Д» (например, электроконтактными манометрами).

По вызову оператора на многоточкаль-

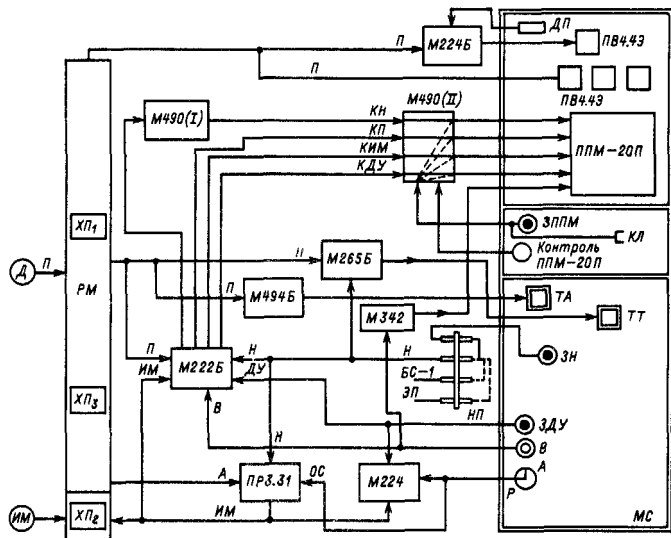


Рис. 5.56. Структурная схема установки «Режим-1Д» для одноконтурной схемы регулирования

ном приборе ППМ-20П можно проконтролировать группу сигналов: параметр (П), номинал (Н), выходное значение сигнала регулятора (сигнал ИМ), давление на исполнительном механизме в ручном (дистанционном) режиме работы (сигнал ДУ).

Для этого ключ вызова вставляется в гнездо пневмовывода В. При этом сигнал вызова В поступает на модули М222Б и М342 (ИЛИ).

Модуль М222Б содержит нормально закрытые клапаны. При поступлении сигнала вызова соответствующие клапаны модуля М222Б открываются и коммутируют сигналы П, Н, ИМ, ДУ вызванного контура в соответствующие коллекторы КП, КН, КИМ, КДУ и далее через модули реле М490(П) и М490(И) — к измерительным входам прибора ППМ-20П.

Модуль М342, содержащий одно восьмивходовое, два четырехвыходовых и одно двухвыходовое ИЛИ, формирует на выходе сигналы, поступающие на управляющие входы прибора ППМ-20П для вызова необходимой абсолютной шкалы.

Модуль М490(И) служит для проверки прибора ППМ-20П. Для проверки нужно подключить контрольный манометр к пневмокламме КЛ контроля ППМ-20П, нажать кнопку «Контроль ППМ» и, вращая при нажатой кнопке ЗППМ задатчик проверки прибора ППМ-20П, проверить показания всех стрелок прибора. В случае расхождения показаний прибора ППМ-20П и контрольного манометра необходимо произвести наладку измерительных узлов прибора ППМ-20П.

В одноконтурной схеме регулирования задание на регулятор ПР3.31 поступает через наборное поле НП от задатчика номинала ЗН, расположенного на мнемосхеме.

Наборное поле НП, представляющее собой палочку с пневматическими проходниками, служит для коммутации следующих вариантов схем регулирования переменных:

- 1) автоматической стабилизации переменной на заданном оператором уровне (от задатчика номинала ЗН);
- 2) регулирования переменной в supervisory режиме с применением блока связи БС-1;
- 3) регулирования переменной в supervisory режиме без блока связи (от электропневмопреобразователя ЭП).

Коммутация осуществляется установкой переключателя из гибкой трубки на соответствующих проходниках наборного поля.

Режим работы автоматической системы регулирования устанавливается с помощью двухпозиционного переключателя А-Р, расположенного на мнемосхеме МС.

В автоматическом режиме работы переключатель находится в положении «А» (выходной сигнал переключателя ОС равен условному 0).

В этом случае пропорционально-интегральный регулятор ПР3.31 принимает сигналы параметра П и номинала Н от задатчика номинала ЗН, обрабатывает закон регулирования и выдает на исполнительный механизм непрерывные регулирующие воздействия (сигналы ИМ).

В режиме ручного (дистанционного) управления переключатель режимов работы находится в положении «Р». Формируемый им его выходе отключающий сигнал ОС (условная 1) отключает регулятор и одновременно поступает на модуль резервных контуров М224, содержащий нормально закрытые клапаны. В результате соответствующий клапан открывается и коммутирует выходной сигнал задатчика дистанционного управления ЗДУ, расположенного на мнемосхеме МС, в линию исполнительного механизма ИМ.

Три вторичных прибора ПВ4.4Э осуществляют непрерывную аналоговую регистрацию девяти важнейших технологических переменных.

Перечень регистрируемых переменных определяется при привязке установки к конкретному объекту автоматизации.

Вызов вспомогательных переменных на регистрацию осуществляется путем перемещения движка переключателя ДП.

При установке движка в определенное положение соответствующий клапан модуля М224Б открывается и коммутирует сигнал параметра в коллектор параметра и далее к прибору ПВ4.4Э.

Структура одноконтурной схемы регулирования, работающей с УВК в supervisory режиме от электропневмопреобразователя ЭП и от внешних программных устройств Пр, не имеет существенных отличий от схемы, изображенной на рис. 5.56.

Структура каскадной схемы регулирования изображена на рис. 5.57.

В автоматическом режиме «А» работы выходной сигнал переключателя режимов «А-Р-К» поступает на вход модуля каскадного управления МКУ-6. В этом случае заданием для вспомогательного регулятора ПР3.31(II) является выходной сигнал задатчика номиналов ЗН₂.

В режиме каскадного управления (переключатель режимов работы находится в положении «К») заданием для вспомогательного регулятора является выходной сигнал главного регулятора ПР3.31(1).

На рис. 5.57 сигналы «Переменная»,

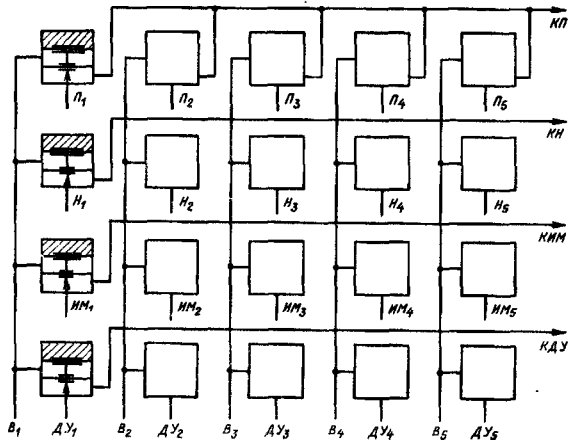


Рис. 5.59. Функциональная схема модуля оперативного контроля регулирующих контуров М222Б

лируемой переменной. Индикация сигналов P и H осуществляется прибором на абсолютной (физической) шкале, сигналов $ИМ$ и $ДУ$ — на относительной (100 %-ной) шкале.

Прибор работает следующим образом. При вызове контура (или нерегулируемой переменной) на измерение и индикацию с гнезда вызова контролируемой позиции, расположенного на мнемосхеме, пневматический сигнал условной 1 поступает на соответствующий дискретный пневмоэлектропреобразователь ПЭП (рис. 5.60) и преобразуется в нем через выпрямитель B в дискретный сигнал постоянного напряжения. При этом размыкается цепь обмотки реле KV через неподвижный контакт электрического искателя $ЭИ$ предшествующей контролируемой позиции и подается напряжение на соответствующий неподвижный контакт электрического искателя $ЭИ$, вызванной на контроль позиции Вал электродвигателя M , жестко связанный с подвижным контактом $ЭИ$ и барабаном 1, образующими которого являются абсолютные шкалы, управляется реле KV , имеющим замыкающий и размыкающий контакты. При размыкании цепи обмотки реле KV размыкающий контакт включает электродвигатель M , а замыкающий

контакт отключает тормозящий конденсатор C . Электродвигатель M начинает вращать подвижный контакт искателя $ЭИ$ и барабан 1 со шкалами. При достижении подвижным контактом искателя $ЭИ$ неподвижного контакта контролируемой позиции цепь обмотки реле KV замыкается, размыкающий контакт размыкается, отключая электродвигатель M , а замкнувшийся при этом замыкающий контакт пропускает тормозящий импульс с конденсатора C на обмотку возбуждения $ОВ_1$ и $ОВ_2$ электродвигателя M . В результате этого барабан 1 со шкалами останавливается в таком положении, что вызывная абсолютная шкала становится против смотровой прорези 2, расположенной на лицевой стороне прибора ППМ-20П.

Одновременно с вызовом необходимой абсолютной шкалы вызывной сигнал с гнезда вызова поступает на модуль М222Б; в результате к измерительным входам (разъем 3) прибора ППМ-20П поступают сигналы P , H , $ИМ$, $ДУ$ соответствующей позиции. Сигналы P и H контролируются с помощью измерительных устройств $ИУП$ и $ИУН$, сигналы $ИМ$ и $ДУ$ — с помощью двухстрелочного манометра M . Электрическое питание переменного напряжения 24 и 220 В подводится к прибору с помощью разъема 4.

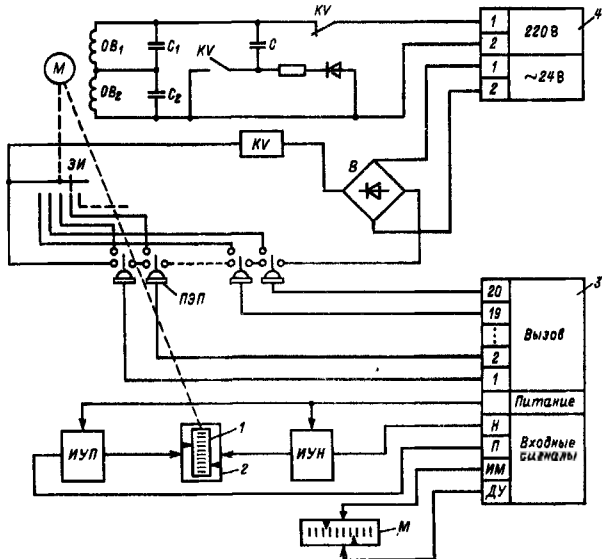


Рис. 5.60. Функциональная схема многоиндикального прибора ППМ-20П

Проверка и настройка схем регулирования установки «Режим-1Д»

Проверка схем одноконтурного регулирования. К соответствующему штуцеру разъема ХП₁ (см. рис. 5.56) подключить пневматический датчик, имитирующий сигнал параметра «П» проверяемого контура, а к соответствующему штуцеру разъема ХП₂ (выходы регуляторов) — манометр типа МТ-40.

Установить переключатель режимов работы в положение «А».

Вставить ключ вызова в соответствующее гнездо пневмовывода. При этом барабан со шкалами прибора ППМ-20П должен повернуться и в смотровом окне прибора должна появиться шкала, соответствующая проверяемому контуру (см. рис. 5.60). Если барабан не повернется, проверить наличие напряжения 220 В на соответствующих контактах входного разъема прибора ППМ-20П.

Вращая ручки задатчиков П, Н и ДУ, проверить правильность поступления этих сигналов на прибор ППМ-20П.

Сигнал П должен перемещать в приборе ППМ-20П стрелку «Параметр», Н — стрелку «Номинал», ДУ — стрелку «ДУ».

Проверить работоспособность задатчиков Н и ДУ. Для этого пужно, вращая ручки задатчиков, следить за равномерностью изменения их выходных сигналов от 20 до 100 кПа. При резком прекращении вращения ручки выходные сигналы задатчиков не должны прыгать, т. е. должны оставаться такими, какими они были в момент прекращения вращения ручки.

Кроме того, задатчики не должны иметь бокового расхода воздуха в атмосферу, т. е. их собственный расход во всем рабочем диапазоне не должен превышать 0,1 м³/ч.

Если любой из задатчиков не удовлетворяет указанным требованиям, его следует заменить.

Проверить работу регулятора При $H < P$ значение выходного сигнала $ИМ$ регулятора должно увеличиваться, при $H > P$ — уменьшаться. Увеличение и уменьшение сигнала $ИМ$ должно наблюдаться на приборе ППМ-20П и на техническом манометре МТ-40, подключенном к разьему $ХП_2$.

Проверить герметичность линии сигналов $П$, $Н$, $ДУ$ и $ИМ$. При проведении проверки герметичности сигналов $П$ и $Н$ выходные сигналы этих задатчиков должны быть равны 100 кПа.

При проверке герметичности сигнала $ДУ$ сигнал $ИМ$ должен быть равен 0, а сигнал $ДУ$ 100 кПа.

При проверке герметичности сигнала $ИМ$ сигнал $ДУ$ должен быть равен 0, а сигнал $ИМ$ 100 кПа.

При соблюдении указанных выше условий провести проверку герметичности путем пережатия выходных трубок соответствующих задатчиков (для сигнала $ИМ$ — соответствующего регулятора) сразу после их штуцеров.

При пережатых трубках падение давления всех этих сигналов на приборе ППМ-20П не допускается.

Повернуть переключатель режимов работ в положение «Р» и проверить работу контура в режиме дистанционного (ручного) управления.

При вращении ручки задатчика $ДУ$ стрелки $ИМ$ и $ДУ$ прибора ППМ-20П должны двигаться вдоль всей шкалы, находясь друг против друга.

Проверка схем каскадного регулирования. Включить тумблеры $ПТ_1$ и $ПТ_2$ модуля каскадного регулирования МКУ-6 (см. рис. 5.57), соответствующего проверяемому контуру.

К соответствующим штуцерам разьема $ХП_1$ подключить два задатчика, имитирующих сигналы переменных $П$ для главного и вспомогательного регуляторов.

Допускается использовать для этой цели один задатчик, выход которого через тройник подключают к выходным штуцерам обоих переменных.

При любом положении переключателя режимов работ проверить работу главного регулятора по методике, изложенной выше для схемы одноконтурного регулирования.

Так как в контуре главного регулятора отсутствует задатчик $ДУ$, проверки, связанные с этим задатчиком, не проводятся.

После окончания проверки контура главного регулятора установить переключатель режимов работ в положение «А» и проверить работу контура вспомогательного ре-

гулятора по методике, изложенной для схемы одноконтурного регулирования.

При проверке, когда переключатель режимов работ находится в положении «Р», следует иметь в виду, что в качестве сигнала $Н$ на прибор ППМ-20П поступает выходной сигнал $ИМ$ главного регулятора.

Чтобы проконтролировать по прибору ППМ-20П сигнал $Н$ задатчика номинала вспомогательного контура, нужно нажать кнопку «Контроль $Н$ ».

При нажатой кнопке выходной сигнал задатчика $Н$ проходит на многошкальный прибор ППМ-20П, и вращение ручки этого задатчика должно вызывать перемещение стрелки «Номинал» прибора ППМ-20П (см. рис. 5.57).

Кнопка находится на панели управления установки.

После проведения проверок отдельно главного и вспомогательного регуляторов проверить работу всего контура в каскадном режиме. Для этого необходимо:

проверить, чтобы сигналы $П$ контуров главного и вспомогательного регуляторов были равны 60 кПа;

установить выходные сигналы $ИМ$ главного и вспомогательного регуляторов равными 100 кПа (не менее);

при положении «А» переключателя режимов работ вставить ключ вызова в гнездо пневмовызова вспомогательного контура. При этом сигнал $ИМ$ этого контура, как было указано выше, на приборе ППМ-20П должен быть равен не менее 100 кПа;

повернуть переключатель режимов работ в положение «К». Это должно привести к падению значения сигнала $ИМ$ вспомогательного регулятора с 100 кПа на нуль.

При положении «К» переключателя на приборе ППМ-20П контролируется сигнал $Н$, который является выходным сигналом $ИМ$ главного регулятора.

Чтобы вызвать на приборе ППМ-20П сигнал $Н$ от задатчика номинала, нужно, как и при проверке контура вспомогательного регулятора, нажать кнопку «Контроль $Н$ ».

Проверка схем одноконтурного регулирования с внешними входами от программных устройств и от УВК через аналоговый ЭПП. К соответствующим штуцерам разьемов $ХП_2$ и $ХП_3$ подключить задатчики, имитирующие сигналы задания $Н_{пр}$ от программного устройства и $Н_{ЭП}$ от УВК через аналоговый ЭПП (см. рис. 5.55, а и 5.56).

Проверить работу контура. После проверки контура установить соответствующими задатчиками сигналы $Н_{пр} = 100$ кПа и $Н_{ЭП} = 70$ кПа.

Вставить ключ вызова в гнездо пнев-

мовывоза и при положении «А» или «Р» переключателя режимов работ нажать кнопку «Контроль ПР», а затем — кнопку «Контроль УВК». Кнопки находятся на панели управления установки.

При нажатой кнопке «Контроль ПР» стрелка H прибора ППМ-20П должна занять положение, соответствующее давлению 50 кПа, при нажатой кнопке «Контроль УВК» — 70 кПа.

Повернуть переключатель режимов работ в положение «ПР» («Программа»). В результате этого выходной сигнал датчика $H_{ПР}$ должен поступить в прибор ППМ-20П.

При положении «ПР» переключателя режимов работы нажать кнопку «Контроль Н». При нажатой кнопке к прибору ППМ-20П должен поступать выходной сигнал датчика H , расположенного на пневмосхеме.

Повернуть переключатель режимов работы в положение «М» («Машина»). Это должно вызвать поступление к прибору ППМ-20П выходного сигнала датчика $H_{ЭП}$.

При положении «М» переключателя нажать кнопку «Контроль Н». При нажатой кнопке к прибору ППМ-20П должен поступать выходной сигнал датчика H .

Правильность поступления сигналов $H_{ПР}$, $H_{ЭП}$ и H к прибору ППМ-20П проверяется вращением ручек соответствующих датчиков.

Проверить герметичность линий сигналов $H_{ПР}$ и $H_{ЭП}$. Для этого нужно установить значение этих сигналов равным 100 кПа. После этого сначала при положении «ПР», а затем «М» переключателя режимов работы пережать в последовательном порядке выходные трубки датчиков $H_{ПР}$ и $H_{ЭП}$.

При пережатых трубках падение давления этих сигналов на приборе ППМ-20П не допускается.

Проверка схем одноконтурного регулирования с внешними входами от программных устройств и от УВК через блок связи. К соответствующим штуцером разъемов $XП_2$ и $XП_3$ подключить датчики, имитирующие сигналы задания $H_{ПР}$ от программных устройств и $H_{БС}$ от УВК через блок связи БС-1 (см. рис. 5.55, 6 и 5.56). Кроме того, к разъему $XП_3$ подключить даа манометра МТ-40, контролирующего сигналы вызова B и $Авт$, поступающие к блоку связи.

Проверить работу контура по изложенной выше методике.

При проверке иметь в виду, что у контуров, в которых внешний сигнал задания поступает от УВК через блок связи, датчики H на пневмосхеме отсутствуют. Функции за-

датчика проверяемого контура выполняет датчик $H_{БС}$, подключенный к разъему $XП_3$.

Кроме того, при проверке обратить внимание на то, что при вставленном в гнездо пневмовывоза ключе вызова сигнал, равный давлению питания, должен быть на манометре МТ-40, контролирующем сигнал вызова к блоку связи, а при положении «А» переключателя режимов работ — и на манометре, контролирующем сигнал $Авт$.

После проверки контура установить сигналы $H_{ПР}$ — 50 кПа и $H_{БС}$ = 70 кПа.

При вставленном в гнездо пневмовывоза ключе вызова и при положении «А» или «Р» переключателя режимов работ нажать кнопку «Контроль ПР».

При нажатой кнопке стрелка H прибора ППМ-20П должна показать давление 50 кПа (т. е. давление сигнала $H_{ПР}$); при ненажатой — 70 кПа.

Повернуть переключатель режимов работ в положение «ПР». В результате этого выходной сигнал датчика $H_{ПР}$ должен поступить к прибору ППМ-20П.

При положении «ПР» переключателя нажать кнопку «Контроль Н». При нажатой кнопке к прибору ППМ-20П должен поступать выходной сигнал датчика $H_{БС}$.

Повернуть переключатель режимов работ в положение «М». Это должно вызвать поступление к прибору ППМ-20П выходного сигнала датчика $H_{БС}$.

При положении «М» переключателя режимов работы нажать кнопку «Контроль Н». При нажатой кнопке к прибору ППМ-20П должен поступать выходной сигнал датчика $H_{БС}$.

Правильность поступления сигналов $H_{ПР}$ и $H_{БС}$ проверяется вращением ручек соответствующих датчиков.

Проверить герметичность линии сигнала $H_{ПР}$. Для этого нужно при положении «ПР» переключателя и при значении сигнала $H_{ПР}$ = 100 кПа пережать выходную трубку датчика $H_{ПР}$ сразу после его штуцера.

При пережатой трубке падение давления сигнала $H_{ПР}$ на приборе ППМ-20П не допускается.

При отсутствии у проверяемого контура внешнего сигнала задания $H_{ПР}$ проверки, связанные с этим сигналом, не проводят.

Проверка схем каскадного регулирования с внешними входами от программных устройств. Проверить работу схемы каскадного регулирования (см. рис. 5.57) по изложенной выше методике. После проверки контура подключить к соответствующему штуцеру разъема $XП_2$ датчик, имитирующий сигнал задания $H_{ПР}$.

Следует иметь в виду, что сигнал $H_{пр}$ может поступать как к главному, так и к вспомогательному регулятору каскадного контура.

При вставленном ключе вызова в соответствующее гнездо пневмовывоза и при любом положении переключателя режимов работ (кроме «ПР») нажать кнопку «Контроль ПР».

При нажатой кнопке к прибору ППМ-20П должен поступить сигнал $H_{пр}$.

Повернуть переключатель режимов работы в положение «ПР». Это должно привести к поступлению к прибору ППМ-20П сигнала $H_{пр}$. При положении «ПР» переключателя режимов работы нажать кнопку «Контроль Н».

При нажатой кнопке к прибору ППМ-20П должен поступать выходной сигнал задатчика H соответствующего контура. Этот задатчик находится на мнемосхеме.

Правильность поступления сигналов $H_{пр}$ и H к прибору ППМ-20П проверяется вращением ручек соответствующих задатчиков. Проверить герметичность линии сигнала $H_{пр}$ для главного (или вспомогательного) регулятора.

Проверка схем каскадного регулирования с внешними входами от УВК через ЭПП. Проверка производится по изложенной выше методике со следующими отличиями. Вместо внешнего сигнала задания $H_{пр}$ подключить сигнал $H_{эп}$ от задатчика, имитирующего этот сигнал от УВК через ЭПП (см. рис. 5.55, а и рис. 5.57). Задатчик подключить к соответствующему штуцеру разьема $XП_3$.

при проверке вместо положения «ПР» переключатель режимов работ устанавливать в положение «М» («Машина»).

Проверка схем каскадного регулирования с внешними входами от УВК через блок связи. К соответствующим штуцерам разьема $XП_3$ подключить задатчик, имитирующий сигнал задания $H_{бс}$ от УВК через блок связи БС-1 и два манометра МТ-40, контролирующие сигналы вызова B и $A_{вт}$ к блоку связи (см. рис. 5.55, б и 5.57).

Сигнал $H_{бс}$ может поступать как к главному, так и к вспомогательному регулятору каскадной схемы.

Проверить работу схемы каскадного регулирования.

При проверке следует иметь в виду, что у контура каскадной схемы, в который поступает внешний сигнал задания от УВК через блок связи, задатчик H на мнемосхеме отсутствует. Функции этого задатчика при проверке выполняет задатчик $H_{бс}$, подключенный к разьему $XП_3$.

При проверке контура, в который поступает сигнал $H_{бс}$, при вставленном в соответствующее гнездо пневмовывоза ключе вызова на манометре, контролирующем сигнал вызова к блоку связи, должно быть давление, равное давлению питания. На манометре, контролирующем сигнал $A_{вт}$, должен появляться сигнал, равный давлению питания, при положении «К» (если сигнал $H_{бс}$ поступает к главному регулятору) или при положении «А» (если $H_{бс}$ поступает к вспомогательному регулятору) переключателя режимов работ.

Если сигнал $H_{бс}$ поступает к вспомогательному регулятору, необходимо провести дополнительную дополнительную проверку: повернуть переключатель режимов работ в положение «М». При этом положении переключателя к прибору ППМ-20П должен поступить сигнал задания $H_{бс}$, что необходимо проверить вращением ручки задатчика $H_{бс}$.

Все схемы регулирования в установке «Режим-1Д» построены на базе регулятора ПР3.31 (см. рис. 5.41).

Наладка этого регулятора выполняется по методике, изложенной в § 5.7

Комплекс пневматических средств «Ритминал»

Агрегатный пневматический комплекс средств «Ритминал» — современная аппаратурная база для построения локальных АСУ ТП.

Сохраняя традиционные преимущества пневматических средств автоматизации (безопасность и надежность в эксплуатации, простота в обслуживании), созданный на принципиально новом техническом уровне комплекс средств «Ритминал» позволяет строить современные в функциональном и эргономическом отношении автоматизированные системы контроля и управления, действующие автономно или совместно с электронным управляющим вычислительным комплексом (УВК).

Область применения комплекса средств «Ритминал» разнообразна: технологические объекты химической, нефтеперерабатывающей, газовой, пищевой и других отраслей промышленности с непрерывным или циклическим характером протекающих в них процессов.

Товарными изделиями комплекса средств «Ритминал» являются:

— типовые управляющие установки серий «Номинал» и «Ритм», представляющие собой комплектные аппаратные единицы с конкретными, наиболее часто сочетающимися функциями контроля и управления.

объектно-ориентированные управляющие установки для конкретных технологических процессов, укомплектованные по спецификации заказа проектной организации номинклатурными блоками комплекса «Ритм-мал», мнемосхемой с заданным рисунком, органами контроля и управления;

вспомогательная аппаратура — стойка питания для очистки и стабилизации давления воздуха питания, а также стойка усилителей дискретных пневмосигналов по давлению от 0,14 до 0,8 МПа.

Конструктивное построение комплекса «Ритм-мал» характеризуется высокой степенью унификации. Элементная база представлена комплексом элементов и модулей пневмоавтоматики (КЭМП), усовершенствованными органами управления и индикации, в том числе цифровыми индикаторами. Блоки содержат коммутационную плату из полистирола с закрепленными на ней элементами и вилкой пневморазъема. Блоки размещены в стойках УТК ТСП. Стойки — трехгигрометров: операторские (высота 2200 мм), оборудованные мозаичной мнемосхемой, приборами контроля, органами управления и сигнализации; функциональные (высота 1800 мм) и вспомогательные (высота 800 мм). В операторских и функциональных стойках размещается до 5 и до 10 блоков, соответственно.

Построение системы контроля и управления на базе средств «Ритм-мал» осуществляется:

в простых случаях — подключением к объекту одной оформленной в виде операторской стойки управляющей установки.

для управления группой однотипных агрегатов или обеспечения информационной связи с УВК — соединением управляющих установок в комплекс, состоящий из операторской, а также одной или нескольких функциональных стоек.

в общем случае — подключением нескольких независимо работающих операторских стоек или комплексов управляющих установок.

Типовые управляющие установки комплекса «Ритм-мал» выпускаются в следующих модификациях:

«Номинал-1» — операторская стойка для реализации контуров регулирования с ручным раздельным управлением;

«Номинал-2» и «Номинал-2А» — операторская и функциональная стойки для реализации в каждой функциональной стойке 12 контуров регулирования с централизованным управлением от операторской стойки или от УВК;

«Номинал-3А» — функциональная стойка

для преобразования аналоговых унифицированных пневмосигналов в цифровой код и его ввода в УВК.

«Ритм-1» — операторская стойка для программного управления технологическим агрегатом циклического действия;

«Ритм-2» и «Ритм-2А» — операторская и функциональная стойки для программного управления группой однотипных и независимо работающих агрегатов;

«Ритм-3» и «Ритм-3А» — операторская и функциональная стойки для многорежимного программного управления группой однотипных поочередно работающих агрегатов;

«Ритм-4» и «Ритм-4А» — операторская и функциональная стойки для организации резервного управления агрегатами циклического действия от УВК.

Функции систем контроля и управления на базе средств комплекса «Ритм-мал»:

автоматическое одноконтурное или каскадное регулирование;

контроль параметров и заданий (в абсолютных шкалах), а также сигналов управления по вызову;

непрерывная регистрация важнейших параметров — постоянно, а остальных — по вызову;

сигнализация об аварийных и технологических (одно- и двухуровневых) отклонениях параметров;

индикация текущего состояния и сигнализация о неисправности позиционных исполнительных механизмов;

сигнализация об отклонениях дискретных параметров;

включение блокировок защиты оборудования;

программное управление исполнительными механизмами и параметрами циклического процесса с переходами по времени и или по исполнению;

преобразование аналоговых унифицированных пневмосигналов в цифровой код; электропневмо- и пневмоэлектропреобразование дискретных сигналов связи с УВК и другими устройствами автоматики.

Режимы управления систем на базе средств комплекса «Ритм-мал» выбираются оператором в произвольном порядке и реализуются автоматикой безударного перехода.

Предусматривается управление:

автоматическое (автономное);

программное (автономное или от внешних программирующих устройств);

ручное (местное и дистанционное);

супервизорное (по заданию от УВК);

прямое от УВК (и его резервирование).

Функционирование аппаратуры комплекса «Ритминал» предусматривает:

общую (световую и звуковую) и локальную (с пульсацией на мнемосхеме до момента квитирования) сигнализацию об отклонениях;

вызов параметров и ручное управление позиционными исполнительными механизмами с помощью селекторных кнопок и сле-

дящих переключателей на мнемосхеме;

дистанционный контроль сигнализации и установленных границ отклонений, проверку показывающего и регистрирующих приборов.

Наладка комплекса «Ритминал» принципиальных отличий от методов наладки установки «Режим-1Д» не имеет.

Раздел 6

НАЛАДКА ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

6.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВАХ

Исполнительное устройство — это одно из звеньев автоматических систем регулирования, предназначенных для непосредственного воздействия на объект регулирования. В общем случае исполнительное устройство состоит из исполнительного механизма (ИМ) и регулирующего органа (РО). Исполнительные устройства в зависимости от используемой энергии подразделяются на следующие виды:

пневматические с пневматическим ИМ, гидравлические с гидравлическим ИМ, электрические с электрическим ИМ; электропневматические с пневматическим ИМ и электрогидравлические с гидравлическим ИМ и электрогидравлическим преобразователем;

электрогидравлические с гидравлическим ИМ и электрогидравлическим преобразователем;

пневмогидравлические с гидравлическим ИМ и пневмогидравлическим преобразователем.

Исполнительный механизм является приводной частью регулирующего органа. Применяются ИМ следующих видов:

электрические (электромагнитные и электрогидравлические);

пневматические (мембранные, поршневые и лопастные);

гидравлические (прямоходные и кривошипные).

Регулирующим органом называется звено исполнительного устройства, предназначенное для изменения расхода вещества или энергии в объект регулирования. Различают дозирующие и дроссельные РО. К дозиру-

ющим относятся такие устройства, которые изменяют расход вещества за счет изменения производительности агрегатов (дозаторы, питатели, насосы, компрессоры, плужковые сбрасыватели и др.). Дроссельный РО представляет собой переменное гидравлическое сопротивление, изменяющее расход вещества за счет изменения своего проходного сечения; к ним относятся регулирующие клапаны, поворотные заслонки, шиберы и краны. Регулирующие органы характеризуются многими параметрами, основными из которых являются: пропускная и условная пропускная способности, условное и рабочее давление, перепад давления на РО и условный проход.

Пропускной способностью K_v называется расход жидкости с плотностью 1000 кг/м^3 , пропускаемой РО при перепаде давления на нем 10^5 Па . Пропускная способность измеряется в кубических метрах в час ($\text{м}^3/\text{ч}$).

Условной пропускной способностью K_{v0} называется номинальное значение пропускной способности РО при максимальном (условном) ходе затвора, выраженное в кубических метрах в час ($\text{м}^3/\text{ч}$). Условная пропускная способность зависит от типа РО и размера его условного прохода D_y .

Условным давлением P_y называется наибольшее допустимое давление среды на РО при нормальной температуре. Прочность металлов с повышением температуры понижается. Поэтому для арматуры и соединительных частей предусматривается также максимальное рабочее давление.

Максимальное рабочее давление — это наибольшее установленное давление среды на РО при фактической температуре. Рабочее давление при одном и том же условном давлении зависит от свойств металла дета-

лей РО и температуры среды. Разрешается превышение фактического рабочего давления до 5% сверх установленного для заданной температуры.

Перепад давления на РО определяет усилия, на которые рассчитывают ИМ, а также износ дроссельных поверхностей. Для многих видов исполнительных устройств, в которых затвор не разгружен от статического и динамического воздействий среды, предельно допустимый перепад давления устанавливается в зависимости от мощности ИМ.

Условным проходом D_y в РО называется номинальный диаметр прохода в присоединительных патрубках. Стандартные размеры условных проходов не распространяются на размеры прохода внутри корпуса.

Кроме приведенных параметров РО, определяющих в основном их конструкцию и размеры, имеются и другие параметры, которые учитывают при выборе РО в зависимости от конкретных условий их применения.

Пропускная характеристика (внутренняя или идеальная) устанавливает зависимость пропускной способности относительно перемещения затвора S при постоянном перепаде давления; $K_p = f(S)$.

Конструктивная характеристика устанавливает зависимость изменения относительно проходного сечения РО от степени его открытия, т. е. $F_S/F_{\max} = f(S)$, где F_S — площадь проходного сечения при перемещении S РО; $F_{\max}$ — проходное сечение РО при полном открытии. При соответствующем профилировании дроссельные устройства регулирующих клапанов могут иметь любые конструктивные характеристики, приспособленные к конкретным условиям работы автоматических систем регулирования. Дроссельные устройства серийно выпускаемых регулирующих клапанов профилируются обычно с линейной или равнопроцентной пропускной характеристикой.

При линейной пропускной характеристике приращение пропускной способности пропорционально перемещению затвора:

$$dK_p = C dS,$$

где C — постоянная величина.

При равнопроцентной пропускной характеристике приращение пропускной способности при перемещении затвора пропорционально текущему значению пропускной способности: $dK_p/dS = CK_p$.

Регулирующие заслонки относятся к непрофилирующим РО и имеют пропускные характеристики, близкие к равнопроцентным. На рис. 6.1 показаны зависимости условной пропускной способности

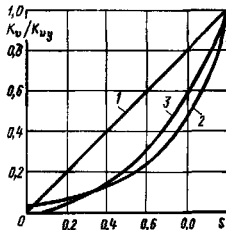


Рис. 6.1. Пропускные характеристики дроссельных РО:

1 — линейная; 2 — равнопроцентная; 3 — регулирующая заслонка

K_v, K_{vy} от степени открытия РО S для линейной и равнопроцентной пропускных характеристик РО, а также для пропускной характеристики регулирующей заслонки.

Расходная характеристика. В рабочих условиях вид пропускной характеристики изменяется в зависимости от изменения перепада давлений на клапане. При этом РО характеризуются расходной характеристикой, которая представляет собой зависимость относительного расхода среды от степени открытия РО $\mu = f(S)$, где $\mu = Q/Q_{\max}$ — относительный расход среды; Q — расход среды при степени открытия РО μ , $Q_{\max}$ — расход среды при полностью открытом РО.

Минимальной пропускной способностью $K_{v\min}$ называется наименьшее значение пропускной способности, при котором сохраняется пропускная характеристика в пределах установленного допуска; оно определяется как расход среды с плотностью 1000 кг/м³, пропускаемой РО при перепаде давления на нем 10⁵ Па.

Во многих случаях автоматизации производственных процессов РО должны иметь широкий диапазон изменения пропускной способности, которым называется отношение условной пропускной способности K_{vy} к минимальной пропускной способности.

Негерметичность затвора, т. е. пропуск среды при полностью закрытом проходе, также является характеристикой РО. Для надежного и качественного регулирования негерметичность затвора должна быть минимальной.

Общие требования к РО зависят от физико-химических свойств регулируемой среды. Материал РО, контактирующий со средой, должен быть стойким к химическому воздействию среды. Коррозия уплотни-

тельных дроссельных и направляющих поверхностей затворов, седел и штоков недопустима.

Регулирующий орган должен надежно работать при регулировании среды с высокой или низкой температурой. Недопустимы отказы в работе из-за загрязнений, отложений и т. д. В РО для сред с высокой температурой необходимо предусматривать, чтобы температура сальниковой набивки, уплотняющей шток, не поднималась выше допустимой температуры для смазки, которая добавляется в набивку. Для понижения температуры в зоне сальника между ним и фланцем крышки помещают ребристую трубу.

При регулировании среды с отрицательной температурой необходимо предусматривать защиту от обмерзания части штока РО, выступающей из сальниковой камеры, или применение РО специальной конструкции.

При необходимости РО должен удовлетворять условиям пожаро- и взрывобезопасности, т. е. необходимо исключить проникновение регулируемой среды наружу. В этих случаях применяют сальниковые бесальниковые уплотнения штоков.

6.2. ДРОСЕЛЬНЫЕ РЕГУЛИРУЮЩИЕ ОРГАНЫ

Дроссельные РО получили наиболее широкое распространение в автоматических системах регулирования, несмотря на то что иногда экономически более целесообразно применение дозирующих РО.

Шиберы

В шиберах затвор, выполненный в виде полотна 1, перемещается перпендикулярно направлению потока Q (рис. 6.2). Шиберы широко применяют для регулирования расходов воздуха и газов при небольших статических давлениях (до 10 кПа). Шиберы устанавливают на трубопроводах, коробах и каналах любой формы сечения, но чаще всего их применяют на трубопроводах и ка-

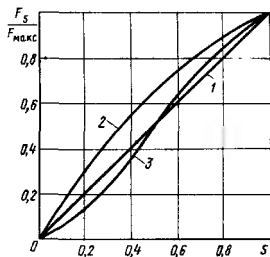


Рис. 6.3. Конструктивные характеристики прямоугольного (1 для рис. 6.2, а) и круглых (2 для рис. 6.2, б, 3 для рис. 6.2, в) шиберов

налах прямоугольного 2 и круглого 3 сечений.

Шиберы в прямоугольных каналах (рис. 6.2, а) имеют обычно линейную конструктивную характеристику 1 (рис. 6.3). Однако путем изменения профиля сечения канала или шибера можно получить конструктивную характеристику любой формы. Шиберы, устанавливаемые на трубопроводах круглого сечения (рис. 6.2, б и в), имеют нелинейные конструктивные характеристики 2 и 3 (рис. 6.3). Конструктивные характеристики круглых шиберов, как и прямоугольных, с помощью вставок в канале и вырезов полотна могут быть получены любой формы. Наибольшее применение имеют шиберы прямоугольного и круглого сечений без вставок с простейшей формой рабочего полотна.

Шиберы изготавливают из различных материалов в зависимости от условий работы. Для работы на инертных газах с температурой до 300 °С шиберы изготавливают из листовой стали, с температурой выше 300 °С — из чугуна. Для регулирования агрессивных газов применяют шиберы из легированных сталей или со специальным покрытием.

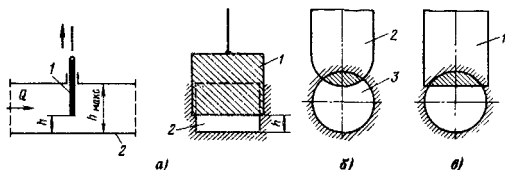


Рис. 6.2. Схемы прямоугольного (а) и круглого (б, в) шибера

При расчете шиберов кроме пропускной характеристики определяют также усилие p , необходимое для перемещения дроссельного органа. Наибольшее усилие для перемещения шиберов требуется в положении минимального открытия:

$$p = k\Delta P F + G,$$

где ΔP — перепад давления на шибере; F — площадь подвижной части шиберов, на которую действует перепад давления; G — масса подвижной части; k — коэффициент трения.

Коэффициент трения обычно принимают равным: для чугуна по чугуну — 0,15; для чугуна по стали — 0,18; для стали по чугуну — 0,14.

Мощность привода выбирают с большим запасом, так как коэффициент трения значительно возрастает из-за загрязнения опорной поверхности в процессе эксплуатации.

Поворотные заслонки

Поворотные заслонки могут применяться на трубопроводах как круглого, так и прямоугольного сечения для регулирования расходов воздуха и газов при небольших статических давлениях. В некоторых случаях заслонки применяют для регулирования расходов жидкости и пара. Изменение проходного сечения заслонки осуществляется путем ее вращения вокруг оси, расположенной перпендикулярно направлению потока.

Поворотные заслонки имеют ряд преимуществ перед шиберами и другими типами РО. Так, в поворотных заслонках затвор в значительной мере разгружен, так как силы, создаваемые давлением среды на обе его половины, частично уравниваются. Поэтому для поворота затвора нужен ИМ относительно небольшой мощности. Кроме того, поворотные заслонки выгодно отличаются от других РО простотой конструкции, небольшими габаритными размерами и массой.

Конструктивная и пропускная характеристики поворотных заслонок показаны на рис. 6.4. Конструктивные характеристики поворотных заслонок для прямоугольных и круглых трубопроводов определяются уравнением

$$F_{3c} = F_c \cos \alpha,$$

где F_{3c} — площадь прохода между затвором и седлом; F_c — площадь прохода в седле, примерно равная площади условного прохода трубопровода; α — угол поворота затвора

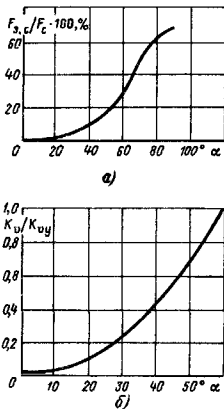


Рис. 6.4. Характеристики поворотных заслонок:

a — конструктивная; b — пропускная

от положения, при котором проход закрыт.

По конструкции поворотные заслонки могут быть с одним затвором (однолопастные) или несколькими (многолопастные), безупорными и упорными. В безупорных заслонках (рис. 6.5, a) затвор имеет форму окружности и при закрытом проходе находится в вертикальном положении, причем диаметр окружности затвора несколько меньше диаметра прохода в корпусе, поэтому проход полностью не закрывается. Безупорные заслонки являются только регулирующими. Однако при помощи дополнительных устройств (затвор с различными уплотнительными кольцами, седло с резиновым покрытием) в безупорных заслонках достигается герметичность, при которой они могут быть использованы как запорно-регулирующие.

В упорных заслонках затвор имеет эллиптическую форму и закрывает проход с меньшими зазорами. В закрытом положении в упорной заслонке (рис. 6.5, b) затвор находится под углом $\phi = 10^\circ \div 15^\circ$ к вертикали. Упорные заслонки могут быть использованы как запорно-регулирующие, но их нельзя применять для работы на загрязненных газах и жидких растворах, из которых могут выделяться твердые частицы.

В табл. 6.1 приведена негерметичность за-

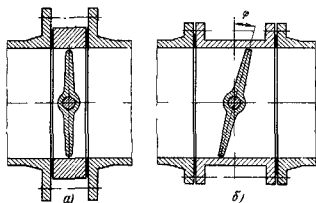


Рис. 6.5. Поворотная заслонка:
а — безупорная; б — упорная

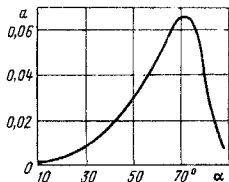


Рис. 6.6. Зависимость коэффициента a от угла поворота α диска заслонки

творца для различных безупорных заслонок. Под негерметичностью понимается расход среды через полностью закрытую заслонку в процентах расхода среды через заслонку при ее полном открытии. Негерметичность упорных заслонок принимается меньшей в 3–4 раза. По конструкции опор вала поворотные заслонки подразделяются на двухопорные и четырехопорные. Двухопорные заслонки применяют для легких условий работы, четырехопорные — для тяжелых (при больших перепадах давлений, повышенной температуре, агрессивных средах и др.). Для поворотной заслонки минимальный перепад определяется прочностью оси и диска. При этом наибольшая нагрузка, действующая на диск при закрытом проходе, равна произведению перепада на площадь диска.

В положении промежуточного открытия диск заслонки разделяет поток на две неравные части, в результате этого расход среды и скорости потоков через верхнюю и нижнюю щели будут неодинаковы. При этом вследствие разного статического давления среды перед диском (вверху и внизу) на него действует реактивный вращающий мо-

Таблица 6.1. Негерметичность затвора безупорной поворотной заслонки

Условный проход D_y , мм	Условная пропускная способность K_{vy}	Негерметичность затвора $Q_{\max}$, %
80	140	8,2
100	240	5,8
150	525	4,0
200	900	3,0
250	1400	3,2
300	2150	2,7
400	3750	3,0
500	5800	2,4
600	8300	2,0
800	15000	1,5
1000	18000	1,3

мент, стремящийся повернуть его таким образом, чтобы закрыть проход.

Для определения вращающего момента можно воспользоваться следующей формулой:

$$M_{вр} = a \Delta P D^3,$$

где a — коэффициент, зависящий от угла поворота диска α (рис. 6.6); ΔP — перепад давления на диске; D — диаметр диска.

Перестановочный момент, который должен создавать ИМ для вращения затвора, определяется реактивным вращающим моментом и моментом сил трения в подшипниках. При открытии прохода эти моменты складываются, а при закрытии вычитаются. Ввиду того что момент сил трения трудно учитывать, обычно значение перестановочного момента выбирают в 2 раза больше реактивного вращающего момента.

Многолопастные заслонки (жалюзи) при одинаковых размерах с однолопастными имеют существенно меньший реактивный вращающий момент. Однако в связи с более сложной конструкцией и очень большим пропуском в положении «Закрыто» многолопастные заслонки применяют относительно редко.

В обычных поворотных заслонках, когда диаметр затвора и седла примерно равны диаметру условного прохода, 100%-ная пропускная способность достигается при повороте затвора на 60°. В тех случаях, когда необходимо, чтобы при том же диаметре условного прохода корпуса пропускная способность заслонки при повороте затвора на 60° была меньшей, в корпус вставляют кольцевую вставку (производится сужение прохода) и затвор выбирают меньшего диаметра. Таким образом, поворотные заслонки при одном и том же проходе могут иметь по-

тную условную пропускную способность и уменьшенную.

Регулирующие клапаны

Регулирующие клапаны являются наиболее распространенным видом дроссельных РО. Их применяют для регулирования расходов жидкостей, пара и газов при любых параметрах среды. Регулирующие клапаны различают по виду и числу опорных поверхностей, по конструкции плунжеров и корпусов.

В двухседельных РО (рис. 6.7) корпус 1 имеет два седла 2 и 3, а затвор 4, проходящий через эти седла, имеет два утолщения с дросселирующими и запирающими поверхностями. Перемещение затвора относительно седел изменяет площадь прохода. Основным преимуществом двухседельного регулирующего клапана является в значительной мере разгруженность затвора от одностороннего действия силы, создаваемой статическим давлением среды. Некоторая не-

уравновешенность усилий объясняется тем, что по условиям сборки диаметр прохода верхнего седла $D_{с1}$ делают больше диаметра нижнего седла $D_{с2}$. Кроме того, в двухседельных регулирующих клапанах имеется возможность изготовления дросселирующих поверхностей различной конфигурации для получения нужной конструктивной и соответственно пропускной характеристик.

Двухседельные регулирующие клапаны изготавливаются нормального («Воздух закрывает», рис. 6.7, а) и обратного («Воздух открывает», рис. 6.7, б) исполнения

Недостатком двухседельного регулирующего клапана является относительно большое значение допустимой негерметичности затвора. Кроме того, при больших перепадах давления и обычных конфигурациях дросселирующих поверхностей движение среды создает большие усилия на клапан из-за динамической неуравновешенности затворов

По конструкции затворы двухседельных регулирующих клапанов разделяются на тарельчатые, пробковые и поршневые.

В тарельчатых затворах (рис. 6.8, а) запирающая и дросселирующая поверхности имеют плоскую (рис. 6.8, б) или коническую (рис. 6.8, в) форму. Тарельчатые клапаны с плоской опорной поверхностью как РО применяют редко. Это объясняется тем, что при малых открытиях клапана вследствие больших скоростей среды в щели кромки та-

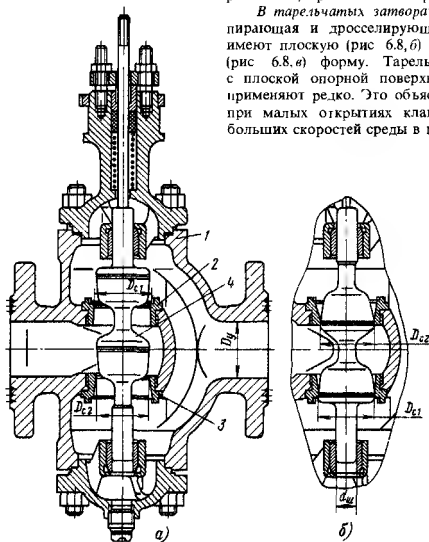


Рис. 6.7. Двухседельный пробковый РО нормального (а) и повернутого (б) исполнения

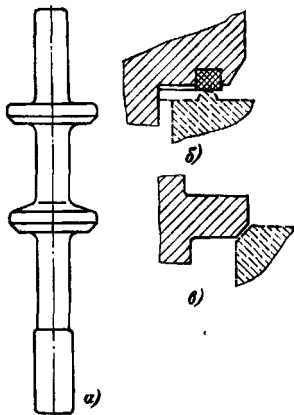


Рис. 6.8. Тарельчатый затвор двухседельного регулирующего клапана

редки быстро изнашиваются и характеристика клапана сильно ухудшается. Чаще их применяют как запорные органы или при двухпозиционном регулировании. Тарельчатые затворы с конической опорной поверхностью применяют при регулировании больших расходов, однако они имеют те же недостатки, что и клапаны с плоской опорной поверхностью, и поэтому широкого распространения не получили. Конструктивные характеристики тарельчатых клапанов независимо от формы опорных поверхностей с достаточной для практики точностью можно считать линейными (рис. 6.9).

В пробковых затворах (см. рис. 6.7) дросселирующая поверхность представляет собой поверхность вращения параболы — параболоид. Запирающая поверхность выполнена в виде конических кромок. Пробковые затворы рекомендуется применять для тяжелых условий эксплуатации при регулировании расхода вязких жидкостей, коксующейся среды и среды, выделяющей кристаллы. Конструктивные характеристики клапанов с пробковым затвором могут быть любыми в зависимости от профиля дросселирующей поверхности. Подъем пробковых затворов обычно составляет 0,5—0,6 диаметра прохода D_c в седле.

К недостаткам пробковых затворов следует отнести быстрый износ дросселирую-

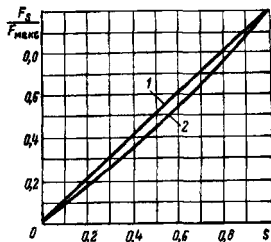


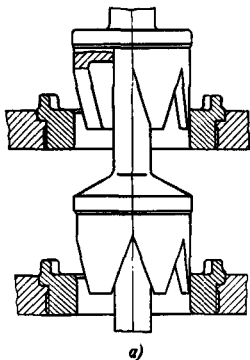
Рис. 6.9. Конструктивные характеристики тарельчатых клапанов:

1 — линейная; 2 — близкая к линейной

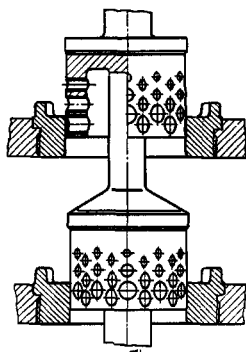
щих поверхностей в положении, близком к закрытому. Однако благодаря возможности наплавки дросселирующих поверхностей твердыми сплавами и надежности работы в загрязненных средах регулирующие клапаны с пробковым затвором приняты как базовая конструкция в двухседельных регулирующих органах Государственной системы приборов (ГСП).

В поршневых затворах дросселирующие поверхности могут быть в виде шлицев (рис. 6.10, а) или резьбовых отверстий (рис. 6.10, б). В поршневых затворах с дроссельными поверхностями в виде шлицев площадь прохода между затвором и седлом является суммарной площадью отдельных шлицев. Обычно шлицы делают разной высоты с таким расчетом, чтобы они последовательно вступали в работу. При этом можно каждый шлиц делать больших размеров и с меньшей точностью, чем шлицы одинаковой высоты. Такая конструкция затвора позволяет избежать быстрого износа дроссельных поверхностей в положении, близком к закрытому. Поршневые затворы со шлицевой дросселирующей поверхностью применяют для регулирования вязких и некристаллизующихся жидкостей.

Регулирующие клапаны с поршневым затвором могут иметь любые конструктивные и пропускные характеристики; кроме того, эти характеристики могут быть легко изменены путем изменения профиля шлицев. Клапаны с поршневым затвором работают лучше, чем клапаны с пробковым затвором, в условиях кавитации. В клапанах, предназначенных для работы в условиях кавитации, поршневые затворы имеют большое число резьбовых отверстий на боковой поверхности. Число и размеры резьбовых отверстий подбирают таким образом, чтобы по мере



а)



б)

Рис. 6.10. Поршневые затворы:
а — шлицевой, б — резьбовой

подъема затвора увеличивалась и суммарная площадь.

Следует отметить, что двухседельные РО системы исполнительных устройств ГСП имеют ряд важных преимуществ по сравнению с другими конструкциями. Основные из них следующие:

1) система исполнительных устройств предусматривает возможность замены в РО затворов и седел без дополнительной механической обработки, с небольшой взаимной притиркой на месте;

2) на затворе ширина запорной поверхности принята достаточно большой в зависимости от размера условного прохода, что позволяет уменьшить износ запорных поверхностей;

3) двухседельный затвор разгружен от динамического воздействия среды;

4) допустимый перепад давления в двухседельных клапанах системы исполнительных устройств выше, чем в клапанах по ГОСТ 18893—83.

В табл. 6.2 приведены сравнительные данные по допустимому перепаду давления.

Перестановочное усилие, необходимое для перестановки двухседельного клапана, складывается из силы неуравновешенности статического давления среды на затвор, силы давления на шток и силы трения штока о сальниковую набивку. Сила статической неуравновешенности затвора P_z определяется как произведение разности площадей верхнего и нижнего седел корпусов ΔF_c на максимальный перепад давления $\Delta P_{\max}$ до и после клапана

$$P_z = \Delta P_{\max} \Delta F_c.$$

Значение ΔF_c может быть ориентировочно определено по табл. 6.3.

Сила давления среды на шток определяется как произведение площади сечения штока в месте, где он проходит через сальник, на максимальное выходное давление за клапаном $P_{\text{кл}}$:

$$P_{\text{ш}} = 0,785 d_{\text{ш}}^2 P_{\text{кл}}.$$

Диаметр штока $d_{\text{ш}}$ (см. рис. 6.7, б) может быть определен из табл. 6.3.

Кроме того, на затвор действует сила, создаваемая динамическим воздействием протекающей среды, которая может достигать большого значения. Так как силу трения штока в сальнике и силу, создаваемую динамическим воздействием среды, трудно учитывать, то значение перестановочного усилия, определяемое суммой сил статической неуравновешенности и давления на шток, выбирают с некоторым запасом.

Односедельные регулирующие органы, так же как и двухседельные, по конструкции могут быть с тарельчатым, пробковым и поршневым затворами. Кроме того, к односедельным РО относятся клапаны с канавчатыми и ступенчатыми затворами (рис. 6.11).

Односедельные РО могут быть проходными и угловыми. В проходных органах направление потока среды при входе и выходе не изменяется, а в угловых изменяется при выходе на 90° по отношению к нап-

Таблица 6.2. Допустимые перепады давлений в двухседельных регулирующих клапанах

Двухседельное исполнительное устройство	Перепад давления ΔP , МПа, при условных проходах D_y , мм			
	до 50	70–80	100–150	200–300
<i>Жидкая среда</i>				
Двухседельные регулирующие клапаны по ГОСТ 18893–83	1,0	1,0	0,7	0,7
Двухседельные исполнительные устройства унифицированной системы исполнительных устройств (СИУ) ГСП по ГОСТ 14239–69	2,0	1,6	1,0	0,8
<i>Газовая среда</i>				
Двухседельные регулирующие клапаны по ГОСТ 18893–83	1,5	1,5	1,2	1,2
Двухседельные исполнительные устройства (СИУ) ГСП по ГОСТ 14239–69	2,5	2,0	1,6	1,2

Таблица 6.3. Зависимость разности площадей проходов верхнего и нижнего седел ΔF_c и диаметра штока $d_{ш}$ от условного прохода D_y

D_y , мм	ΔF_c , мм	$d_{ш}$, мм	D_y , мм	ΔF_c , мм	$d_{ш}$, мм
15, 20, 25	0,7	8	100, 125, 150	5	14
32, 40, 50	1,2	10	200, 250, 300	20	16
65, 80	2	12		—	—

влению на входе. Односедельные РО применяют в тех случаях, когда невозможно применение разгруженных двухседельных РО. Важным преимуществом односедельных РО является то, что они могут обеспечить герметичность закрытия прохода. Кроме того, односедельные клапаны применяют при малых размерах проходов (до 15 мм), когда изготовление двухседельных клапанов связа-

но с большими трудностями, а также при больших проходах, если среда обладает большой вязкостью или содержит твердые частицы.

При регулировании сред с большим перепадом давления на клапане ($\Delta P > 1,5$ МПа) или когда объем регулируемой среды при выходе из шелл между затвором и седлом резко увеличивается, а также при регу-

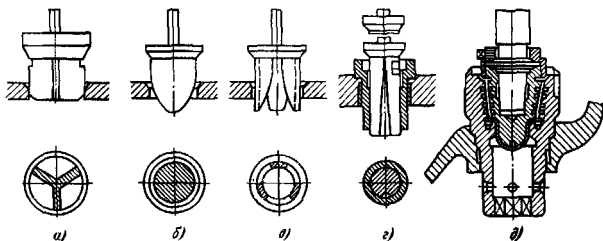


Рис. 6.11. Затворы односедельных РО:

а – тарельчатый; б – пробковый; в – поршневой; г – канавчатый; д – ступенчатый

лировании вязких сред и сред, содержащих твердые частицы, рекомендуется применять угловые односедельные клапаны, так как в угловых клапанах меньше мертвых пространств для оседания и кристаллизации твердых частиц.

Тарельчатые затворы (см. рис. 6.11, а) применяются с плоскими и коническими дросселирующими поверхностями. При плоских дросселирующих поверхностях высота подъема затвора составляет $0,3-0,4D_c$, где D_c — диаметр седла. При этом линейность конструктивной характеристики обеспечивается при подъеме затвора до $0,25D_c$. При конических дросселирующих поверхностях проходным сечением клапана является щель между коническими кромкой тарелки и опорной поверхностью седла. Клапаны этого типа изготавливают чаще с углом конусности $\alpha = 90^\circ$ и реже — с углом 120° . В односедельных РО с небольшими условиями проходами (иглообразными) дросселирующие и запирающие поверхности затвора имеют форму конуса.

Конструктивную характеристику тарельчатого клапана с коническими дросселирующими поверхностями с достаточной для практики точностью можно считать линейной.

Односедельные РО с пробковым затвором (см. рис. 6.11, б) имеют такие же конструктивные характеристики, как и двухседельные.

Односедельные РО с поршневым затвором (см. рис. 6.11, в) имеют в зависимости от профиля вырезов различные конструктивные характеристики.

Регулирующие органы с канавчатым затвором (см. рис. 6.11, г) применяют при регулировании небольших расходов, а со ступенчатым (см. рис. 6.11, д) — при регулировании расхода влажного газа. При дросселировании влажного газа при помощи обычных РО понижается температура газа, влага может замерзать и препятствовать перемещению затвора.

Ступенчатые затворы уменьшают нежелательное понижение температуры газа при дросселировании.

Перестановочное усилие, необходимое для перемещения затвора в односедельном РО, складывается из сил давления среды на шток, трения штока о сальниковую набивку и силы, создаваемой статической неразгруженностью затвора. Для односедельных РО, в которых среда прижимает затвор к седлу, ИМ должен подбираться с достаточным запасом перестановочного усилия, чтобы при работе на узкой щели затвор не затягивался в проход седла.

Диафрагмовые и шланговые регулирующие органы

Во многих случаях к РО предъявляют ряд дополнительных требований, связанных с особыми свойствами регулируемой среды и условиями протекания технологического процесса. В химической и в ряде других отраслей промышленности нередко приходится иметь дело с сильно агрессивными жидкостями и газами, с растворами, содержащими твердые взвеси и предрасположенными к отложению осадков, с токсическими и пожароопасными средами.

Регулирование расходов агрессивных жидкостей и газов может осуществляться только специальными РО, выполненными из химически стойких материалов. При наличии агрессивной среды не могут применяться регулирующие клапаны, выполненные из обычных материалов и имеющие обычные сальниковые уплотнения, так как они не обеспечивают полной герметизации и подвержены разрушающему воздействию среды. Для регулирования агрессивных сред разработаны конструкции бессальниковых регулирующих клапанов, в которых в качестве уплотнения и подвижного дросселирующего элемента используется гибкая мембрана (диафрагма), а внутренняя поверхность клапана футерована специальными материалами. Для футеровки корпусов применяют кислотостойкую эмаль, резину, винипласт, полиэтилен, фторопласт и другие материалы, а для изготовления мембран — резину, полиэтилен, фторопласт, пластикат поливинилхлоридный.

Для регулирования среды, содержащей твердые и абразивные частицы, применяют шланговые РО. Изменение проходного сечения шлангового канала производится путем пережима вставленного в корпус эластичного шланга. Шланг изготавливают из качественного резины с тканевой армировкой, обеспечивающей высокую прочность. Затвор представляет собой устройство, где два вала, между которыми расположен шланг, сближаются или расходятся в плоскости, перпендикулярной оси прохода. Шланговые клапаны применяют в качестве запорных и РО. В связи с жесткими условиями работы, особенно при использовании в качестве РО, срок службы шлангов ограничен. В конструкции клапанов предусмотрена возможность замены изношенных шлангов на новые. Многие конструкции шланговых РО при определенных соотношениях давления среды, диаметра прохода и усилия, развиваемого ИМ, могут обеспечить герметичное закрытие прохода.

В шланговых РО при небольших степе-

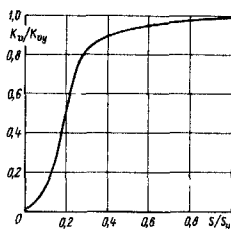


Рис. 6.12. Пропускные характеристики шланговых и диафрагмовых РО

нях открытия прохода наблюдаются самопроизвольные перекрытия и открытия прохода. Пропускные характеристики шланговых и диафрагмовых РО аналогичны и имеют вид, показанный на рис. 6.12. Пропускная способность шланговых и диафрагмовых РО изменяется почти линейно только в пределах 25%-ного перемещения, поэтому перемещение затвора обычно не превышает 25% условного диаметра.

Шибровые клапаны

В конструкции шибрового клапана затвором является свободно подвешенный на штоке плоский шибер, в котором выполнено профилированное отверстие. В зависимости от положения шибера по высоте изменяется проходное сечение клапана. Необходимая плотность закрытия клапана обеспечивается благодаря перепаду давления на шибере, прижимающем его к плоскости опорного седла. Форма отверстий в шибере и седле определяет пропускную характеристику клапана.

Конструкции и характеристики шибровых клапанов самые разнообразные. В табл. 6.4 приведены основные характеристики регулирующих шибровых клапанов впрыска, выпускаемых Чеховским заводом энергетического машиностроения (ЧЗЭМ).

Коэффициент формы шибровых клапанов, определяющий вид его конструктивной характеристики,

$$A = \Delta P_{\text{макс}} / \Delta P_{\text{сети}},$$

где $\Delta P_{\text{макс}}$ — перепад давлений на клапане при максимальном расходе воды на впрыск; $\Delta P_{\text{сети}}$ — располагаемый перепад давлений в сети впрыска, причем

$$\Delta P_{\text{сети}} = P_{\text{отб}} - P_{\text{впр}} - \Delta P_1;$$

Таблица 6.4. Основные характеристики регулирующих шибровых клапанов впрыска

D_y , мм	Исполнение	Коэффициент формы A	Площадь проходного сечения, мм	Ход штока, мм
20	1	1	40	20
20	2	1	60	20
20	3	1	80	20
50	1	0,75	100	40
50	2	0,75	150	40
50	3	0,75	200	40
50	4	0,5	100	40
50	5	0,5	200	40
50	6	0,5	400	40

здесь $P_{\text{отб}}$ — давление воды на впрыск в месте отбора; $P_{\text{впр}}$ — давление пара в точке ввода впрыскиваемой воды; ΔP_1 — потеря гидравлического давления на высоту столба в линии впрыска.

Как правило, профили отверстий в шиберах для клапанов с $D_y = 20$ мм специально не профилируют, а делают в виде прямоугольной щели трех габаритов (№ 1-3) соответственно с шириной щели 2, 3 и 4 мм.

Шибровые клапаны $D_y = 50$ мм исполнения № 1-3 с коэффициентом формы $A = 0,75$ находят преимущественное применение на прямоугольных котлах. Шибровые исполнения № 4-6 с коэффициентом формы $A = 0,5$ применяют преимущественно на барабанных котлах.

Крапы

В краповых РО изменение проходного сечения осуществляется путем смещения отверстий в затворе 1 при его повороте относительно проходного сечения корпуса 2 (рис. 6.13) на угол δ . Крапы применяют для регулирования расходов жидкостей и газов в трубопроводах небольшого сечения. Наиболее распространенной является конструкция крана, в которой затвор выполнен в виде конусообразной пробки, пригнанный к корпусу, с проходным отверстием. Крапы выполняются для установки в круглых и прямо-

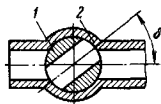


Рис. 6.13. Регулирующий край

угловых трубопроводах. Отверстия в затворе и корпусе могут быть круглой и прямоугольной формы. Конструктивная характеристика крана с прямоугольными сечениями отверстий в затворе и корпусе весьма близка к линейной. Отверстия в затворе и корпусе могут быть любой другой формы: овальной, треугольной в сочетании с прямоугольной и т. д.; в соответствии с этим могут быть и различные конструктивные характеристики кранов.

Для непрерывного регулирования краны применяют относительно редко. Для двухпозиционного регулирования краны имеют преимущества по сравнению с другими типами РО: небольшую массу и габаритные размеры, простую конструкцию, при полностью открытом проходе — относительно малое гидравлическое сопротивление.

Чтобы негерметичность затвора в краях была по возможности меньше, при закрытом проходе запирающая поверхность затвора должна перекрывать запирающую поверхность седла. Это перекрытие должно охватывать проход со всех сторон. При уменьшении перекрытия увеличивается негерметичность затвора, а также износ запирающих поверхностей, так как при уменьшении перекрытия возрастает удельное давление затвора на седло. При повышении перекрытия увеличиваются все размеры крана. Степень перекрытия зависит от параметров среды и размеров прохода крана. В кранах для вязких сред, а также для сред, плохо смачивающих запирающие поверхности, перекрытие должно быть меньше; чем больше перепад давления и размер прохода, тем большим должно быть перекрытие.

Конические краны не обеспечивают достаточной герметичности закрытия прохода, так как даже при небольшой разности в конусности затворов и седел запирающие поверхности будут касаться только по узкой полоске, лежащей в плоскости, перпендикулярной их оси вращения. Кроме того, в конических кранах часто возникает заклинивание затвора.

Шаровые краны имеют существенные преимущества по сравнению с коническими: в них исключается возможность заклинивания пробки; при несовпадении радиусов сфер затвора и седла уплотнительный контакт создается по окружности вокруг прохода. Однако, обладая указанными преимуществами, шаровые краны с цилиндрическим проходом в затворе не применяются для регулирования расхода среды в широком диапазоне, так как не обеспечивают необходимую пропускную характеристику.

В этих случаях регулирование чаще дру-

гих кранов применяют краны с цилиндрическим затвором. В этом кране затвор представляет собой полый цилиндр, на боковых стенках которого прорезаны окна. Цилиндрический затвор вращается в стакане, запрессованном в корпус. Окна, прорезанные в цилиндрическом затворе и стакане, образуют дросселирующие поверхности. Путем соответствующего профилирования окон можно получить необходимую пропускную характеристику крана. В цилиндрических кранах зазоры между затвором и седлом выбраны малыми (0,1—0,2 мм), поэтому такие клапаны очень чувствительны к попаданию в зазоры твердых частиц.

6.3. ВЫБОР И РАСЧЕТ ДРОССЕЛЬНЫХ РЕГУЛИРУЮЩИХ ОРГАНОВ

Необходимым условием надежной работы АСР является правильный выбор формы пропускной характеристики РО.

Для конкретной системы расходная характеристика определяется значениями параметров среды, протекающей через РО, и его пропускной характеристикой $K_1 = f(S)$. В общем случае расходная характеристика отличается от пропускной, так как параметры среды (в основном давление и перепад давлений), как правило, зависят от значения расхода. Поэтому задача выбора формы предпочтительной пропускной характеристики РО разбивается на два этапа:

- 1) выбор формы расходной характеристики, обеспечивающей постоянство коэффициента передачи РО во всем диапазоне нагрузок;
- 2) выбор формы пропускной характеристики, обеспечивающей при данных параметрах среды желаемую форму расходной характеристики.

Для решения поставленной задачи рассмотрим влияние внутренних возмущений, идущих по каналу регулирующих устройств, и внешних возмущений на изменение коэффициента передачи РО для линейной и равнопроцентной расходной характеристики.

На рис 6 14 показаны линейные 1 и 2 и равнопроцентные 3 и 4 расходные характеристики РО при нормальном давлении (1 и 3) и при падении давления (2 и 4) в сети. При неизменной нагрузке объекта затвор РО с линейной расходной характеристикой для компенсации внутренних возмущений переместится из точки a в точку a' , при этом, как видно из графика, коэффициент передачи $dp/dS = \operatorname{tg} \alpha$ РО существенно изменится, т. е. $\operatorname{tg} \alpha \neq \operatorname{tg} \alpha'$. Для равнопроцентной характеристики затвор переместится из точки b в точку

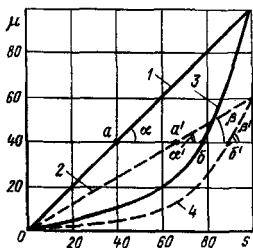


Рис. 6.14. Линейные и равнопроцентные расходные характеристики РО

ку β' . При этом коэффициент передачи фактически не изменится, так как касательные в точках δ и δ' , характеризующие коэффициент передачи, имеют одинаковый наклон, т. е. $\tan \beta = \tan \beta'$.

При внешнем возмущении РО с линейной расходной характеристикой во всем диапазоне нагрузок будут иметь одинаковый коэффициент передачи, так как любое новое положение затвора и соответствующее ему изменение расхода, необходимое для компенсации возмущения, связаны одной и той же расходной характеристикой. При равнопроцентной расходной характеристике в отличие от линейной изменение расхода приводит к изменению коэффициента передачи регулирующего органа.

Таким образом, если основными возмущениями в объекте являются возмущения по регулирующему каналу, то в этом случае предпочтительной является равнопроцентная расходная характеристика. Если основными возмущениями являются внешние возмущения (изменение нагрузки объекта и др.), то желательно иметь линейную расходную характеристику.

После того как выбрана желаемая форма расходной характеристики, следует определить форму пропускной характеристики, которая обеспечила бы при данных параметрах среды расходную характеристику именно такой формы.

Форма расходной характеристики аналогична форме пропускной характеристики только в случаях, если на трубопроводе (в сети) отсутствуют другие гидравлические сопротивления, кроме РО, и при достаточно большой мощности источника питания. Однако практически во всех реальных сетях последовательно с РО имеются другие гидравлические сопротивления: местные сопроти-

вления, запорная арматура, сопротивление прямых участков трубопроводов и др.

Общий перепад $\Delta P_{\text{сети}}$ в сети является суммой перепадов в линии ΔP_L , на РО $\Delta P_{\text{РО}}$ и гидростатического давления ΔP_T :

$$\Delta P_{\text{сети}} = \Delta P_L + \Delta P_{\text{РО}} \pm \Delta P_T.$$

Величина ΔP_T при верхнем расположении источника напора жидкости положительна, при иижнем — отрицательна. Для газа и пара величиной ΔP_T можно пренебречь.

При изменении расхода происходит перераспределение перепадов давлений, поэтому перепад на РО не является постоянным. Изменение соотношения перепадов на РО и в линии приводит к искажению формы расходной характеристики, причем для сжимаемых жидкостей степень искажения зависит не только от соотношения перепадов, но и от режима истечения через РО. На рис. 6.15 и 6.16 соответственно показаны расходные характеристики РО с линейной и равнопроцентной пропускной характери-

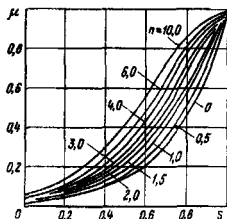


Рис. 6.15. Расходные характеристики РО с линейной пропускной характеристикой

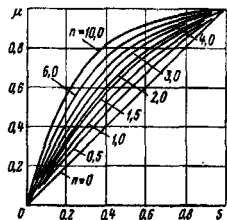


Рис. 6.16. Расходные характеристики РО с равнопроцентной пропускной характеристикой

стиками и степень их искажения в зависимости от $n = \Delta P_n / \Delta P_{PO}$.

Предположим, что при определенных возмущениях в сегн для регулирования предпочтительной является равнопроцентная расходная характеристика. В этом случае критерием пригодности расходной характеристики некоторой формы является постоянство коэффициента равнопроцентности $(1/\mu)(d\mu/dS)$, т. е. сохранение равнопроцентной формы. На рис. 6.17 показана зависимость коэффициента равнопроцентности для РО с равнопроцентной пропускной характеристикой при различных соотношениях перепадов в линии и на клапане. Из рис. 6.17 видно, что равнопроцентность расходной характеристики при использовании равнопроцентной пропускной характеристики сохраняется для всего диапазона нагрузок лишь при $n = -0$. При $n > 0$ коэффициент равнопроцентности убывает с увеличением нагрузки. Однако по сравнению с этим из аналогичных графиков, построенных для линейной пропускной характеристики (рис. 6.18), видно, что коэффициент равнопроцентности для линейной характеристики падает более резко с увеличением нагрузки.

Рассмотрим случай, когда по условиям работы системы регулирования желательно иметь РО с линейной характеристикой. Критерием пригодности расходной характеристики является постоянство коэффициента передачи в рассматриваемом диапазоне нагрузок. На рис. 6.19 и 6.20 показаны зависимости коэффициента передачи $d\mu/dS$ РО с линейной и равнопроцентной расходной характеристиками при различных соотношениях перепадов.

На рис. 6.19 видно, что линейность расходной характеристики ухудшается при увеличении n . При этом резко возрастает коэффициент передачи при малых нагрузках,

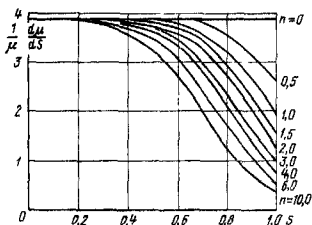


Рис. 6.17. Значение коэффициента равнопроцентности РО с равнопроцентной пропускной характеристикой

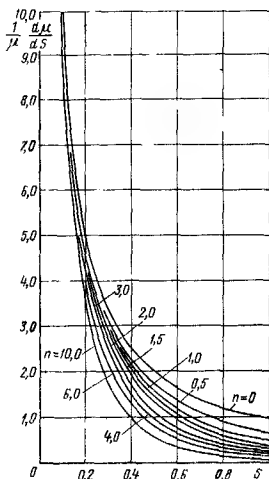


Рис. 6.18. Значение коэффициента равнопроцентности РО с линейной пропускной характеристикой

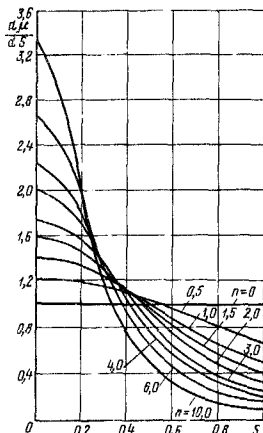


Рис. 6.19. Значение коэффициента передачи РО с линейной пропускной характеристикой

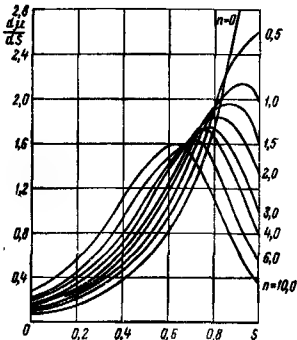


Рис. 6.20. Значение коэффициента передачи РО с равнопроцентной пропускной характеристикой

вследствие чего сужается диапазон устойчивости работы системы регулирования. В то же время с увеличением n линейность равнопроцентной характеристики существенно уменьшается (см. рис. 6.20). Следовательно, если анализ возмущений показал, что для данного процесса желательна линейная расходная характеристика, то следует сделать выбор между линейной и равнопроцентной пропускной характеристиками РО исходя из того, что при $n < 1,5$ предпочтительна линейная пропускная характеристика, при $n > 3$ — равнопроцентная. Для промежуточных значений $1,5 < n < 3$ может быть выбрана любая из двух форм пропускной характеристики, так как они дают примерно одинаковую нелинейность в полном диапазоне нагрузок по отношению между максимальным и минимальным значениями коэффициента передачи в этом диапазоне. Некоторые рекомендации по выбору формы расходной характеристики приведены в табл. 6.5 [1].

Выбор РО может производиться как для проектируемой установки, так и для суще-

Таблица 6.5. Рекомендации по выбору формы расходной характеристики РО

Регулируемый параметр	Параметр, вызывающий возмущение	Рекомендуемая форма расходной характеристики
Уровень	Расход	Линейная
Частота вращения		
Давление после РО	Перепад давлений на РО	Равнопроцентная
	Расход	Линейная
Давление до РО	Расход	
Температура	Расход или температура регулируемой среды	Равнопроцентная
	Перепад давлений на РО или теплосодержание потока	
Расход	Перепад давлений на РО	Линейная
	Заданная величина, программное регулирование	
Качество (рН, плотность и т. д.), регулирование которого осуществляется путем смешения	Расход или качество потоков	Равнопроцентная
	Расход или качество одного потока	
Соотношение	Расход одного потока	Линейная
	Заданная величина, программное регулирование	

ствующей. В первом случае отсутствуют данные о сети трубопроводов и начальном давлении среды. Они определяются при проектировании сети и выборе РО. Во втором случае эти данные известны.

В первом случае при проектировании установки, когда геометрические размеры сети и предполагаемый напор в системе не заданы, выбор и расчет РО производят одновременно с выбором размеров сети и определением начального давления среды, которое должен развивать источник подачи среды. При расчетах размеры и тип РО выбирают таким образом, чтобы потеря напора в нем при максимальном открытии была минимальной, а форма расходной характеристики — близкой к заданной.

Во втором случае, когда заданы размеры сети, располагаемый напор и первоначальное давление среды, выбирают лишь РО. При этом РО выбирают так, чтобы при минимальном расходе через РО потеря давления в нем соответствовала избыточному давлению среды, развиваемому источником, а форма расходной характеристики была близка к заданной.

Обычно при проведении наладочных работ располагаемый напор, начальное давление среды и герметические размеры сети заданы, поэтому ниже приводятся лишь второй вариант расчета дроссельных регулирующих органов.

Расчет дроссельных регулирующих органов

Исходные данные для расчета:
 максимальный объемный $Q_{\max}$ (массовый $G_{\max}$) расход среды;
 минимальный объемный $Q_{\min}$ (массовый $G_{\min}$) расход среды;
 регулируемая среда (ее характеристики и параметры);
 характеристика сети;
 располагаемый напор в сети $\Delta P_{\text{сети}}$;
 желательная форма расходной характеристики.

Порядок расчета

1. По виду среды и ее параметрам определяют необходимые данные для расчета плотности ρ , кинематической вязкости ν , показателя адиабаты κ .

2. Определяют потерю давления в линии при расчетном максимальном расходе:

$$\Delta P_{\text{л}} = \Delta P_{\text{пр}} + \Delta P_{\text{м}}; \quad (6.1)$$

здесь

$$\Delta P_{\text{пр}} = \sum_{i=1}^n \lambda_i \frac{\rho L_i v_i^2}{2D_i}; \quad (6.2)$$

$$\Delta P_{\text{м}} = \sum_{j=1}^m \zeta_j \frac{\rho v_j^2}{2}, \quad (6.3)$$

где $\Delta P_{\text{пр}}$ — потеря давления на прямых участках трубопровода при максимальном расходе, Па; $\Delta P_{\text{м}}$ — потеря давления в местных сопротивлениях при максимальном расходе, Па; λ_i — коэффициенты гидравлического сопротивления трения, зависящие от режима движения потока; ζ_j — коэффициенты местных гидравлических сопротивлений (входа и выхода, тройников, поворотов, запорных органов, измерительной диафрагмы и т. п.); L_i — длины прямых участков трубопроводов, м; D_i — условные диаметры прямых участков трубопроводов, м; v_i — средние по сечению скорости потока в трубопроводе или местном сопротивлении, см/с.

Средняя скорость потока определяется из выражения

$$v = 4Q/\pi D^2 \quad (6.4)$$

или

$$v = 4G/\rho \pi D^2, \quad (6.5)$$

где Q — объемный расход среды, м³/ч, G — массовый расход среды, кг/ч; ρ — плотность среды, кг/м³; D_i — внутренний диаметр трубопровода, м.

Коэффициенты гидравлических сопротивлений прямых участков и местных сопротивлений приведены в табл. 6.6–6.10 и на рис. 6.21.

При определении потерь давления необходимо различать два возможных режима движения потока: ламинарный и турбулентный. Критерием, определяющим режим движения потока, служит число Рейнольдса. При $Re_D > 2320$ поток турбулентный, при $Re_D < 2320$ — ламинарный.

Для круглых труб

$$Re_D = vD/\nu, \quad (6.6)$$

где v — средняя скорость, см/с; D — внутренний диаметр трубопровода, см; ν — кинематическая вязкость жидкости, см²/с.

Для некруглых труб

$$Re_D = vD_3/\nu,$$

где $D_3 = 4F/\Pi$ — эквивалентный диаметр трубопровода; F — площадь сечения потока; Π — смоченный периметр.

Таблица 6.6. Формулы для определения числа Рейнольдса Re потока

Формула	Величины, входящие в формулу		
	Обозначение	Единица измерения	Наименование
$Re_D = 0,354 \cdot Q / \nu D$	η	кгс·с/м ²	Динамическая вязкость
	ν	м ² /с	Кинематическая вязкость
$Re_D = 0,354 G / \rho \nu D$	Q	м ³ /ч	Объемный расход
$Re_D = 0,0361 Q \rho / \eta D$	G	кг/ч	Массовый расход
	ρ	кг/м ³	Плотность
$Re_D = 0,0361 G / \eta D$	D	мм	Внутренний диаметр трубы
$Re_D = 3540 Q / \nu D$	ν	см ² /с	Кинематическая вязкость
	Q	м ³ /ч	Объемный расход
$Re_D = 3540 G / \rho \nu D$	G	кг/ч	Массовый расход
	ρ	кг/м ³	Плотность
	D	мм	Внутренний диаметр трубы
$Re_D = 1270 Q \rho / \eta D$	η	кгс·ч/м ³	Динамическая вязкость
	Q	м ³ /ч	Объемный расход
	G	кг/ч	Массовый расход
$Re_D = 1270 G / \eta D$	ρ	кг/м ³	Плотность
	D	мм	Внутренний диаметр трубы

Таблица 6.7. Коэффициенты трения λ круглых трубопроводов

Поток	Трубы	Область применения формулы	Формула
Ламинарный	Шероховатые	$Re_D = 2320$	$\lambda = 64 / Re_D$
Турбулентный	Гладкие и гидравлически гладкие (см. примечание 1)	$2320 < Re_D < 10^5$	$\lambda = 0,3164 \sqrt[4]{Re_D}$ (уравнение Блазиуса)
		$10^5 < Re_D < 10^8$	$\lambda = 0,0032 + 0,221 Re_D^{0,237}$ (уравнение Никурадзе для гладких труб)
То же	Гладкие и шероховатые	$Re_D > 2320$ (см. примечание 2)	$1/\lambda = A + B \lg Re_D \sqrt{\lambda} + C \lg \lambda$ (универсальное уравнение Никурадзе)

Примечания: 1. Гидравлически гладкими считаются трубы, удовлетворяющие условию $Re_D < 27(D, n_1)^{8/7}$, где D — диаметр трубопровода; n_1 — высота выступов шероховатости трубопровода (см табл. 6.8)

2. Коэффициенты универсального уравнения Никурадзе равны: $A = -0,8$, $B = 2,0$, $C = 0$ при $7,1 \leq K_{ш} Re_D \sqrt{\lambda} < 20,1$; $A = 0,33$, $B = 1,13$, $C = -0,87$ при $20,1 \leq K_{ш} Re_D \sqrt{\lambda} < 40$; $A = 2,14$, $B = 0$, $C = -2$ при $40 \leq K_{ш} Re_D \sqrt{\lambda} < 79,9$; $A = 3,25$, $B = -0,588$, $C = -2,588$ при $79,9 \leq K_{ш} Re_D \sqrt{\lambda} < 382,4$; $A = 1,74$, $B = 0$, $C = -2$ при $382,4 \leq K_{ш} Re_D \sqrt{\lambda}$, где $K_{ш} = 2n_1/D$ — коэффициент относительной шероховатости.

Таблица 6.8. Коэффициенты местных сопротивлений ζ

Вид местного сопротивления	Эскиз	Коэффициент местного сопротивления ζ	К какой скорости отнесен ζ			
Выход из трубы в резервуар больш- ших размеров		1,0	v_1			
Вход в трубу (вход- ная кромка округ- лена радиусом r)			v_2			
Вход в трубу (вход- ная кромка по лиманискате)		0,02	v_2			
Внезапное расшире- ние		$\zeta = (F_2/F_1 - 1)^2$	v_2			
Внезапное сужение		$\zeta = 0,5(1 - F_2/F_1)$	v_2			
Конфузор		φ, град	ζ	φ, град	ζ	v_2
		7	0,16	50	0,31	
		10	0,16	55	0,31	
		15	0,18	60	0,32	
		20	0,20	65	0,33	
		25	0,22	70	0,34	
		30	0,24	75	0,34	
		35	0,26	80	0,35	
		40	0,28	85	0,36	
		45	0,30	—	—	

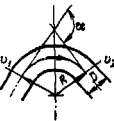
Вид местного сопротивления	Эскиз	Коэффициент местного сопротивления ζ				К какой скорости отнесен ζ
		φ , град	ζ	φ , град	ζ	
Диффузор		7	0,22	50	0,91	v_1
		10	0,46	55	0,91	
		15	0,54	60	0,91	
		20	0,60	65	0,91	
		25	0,67	70	0,91	
		30	0,73	75	0,91	
		35	0,79	80	0,91	
		40	0,84	85	0,91	
		45	0,88	—	—	
		—	—	—	—	
Резкий поворот круглой трубы на угол α		α , град	ζ	α , град	ζ	$v_1 = v_2$
		30	0,2	70	0,7	
		40	0,3	80	0,9	
		50	0,4	90	1,1	
		60	0,55	—	—	
Резкий поворот прямоугольной трубы на угол α		α , град	ζ	α , град	ζ	$v_1 = v_2$
		15	0,025	60	0,49	
		30	0,11	90	1,2	
		45	0,26	—	—	
Плавный поворот круглой трубы на угол α		α , град	ζ	R/D	$k\zeta$	$v_1 = v_2$
		20	0,4	1,0	1,1	
		30	0,55	1,5	0,85	
		40	0,65	2,0	0,7	
		50	0,75	3,0	0,66	
		60	0,83	4,0	0,63	
		70	0,88	5,0	0,6	
		80	0,95	6,0	0,6	
		90	1,0	7,0	0,6	
		$\zeta = k\zeta'$				

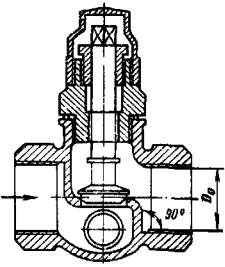
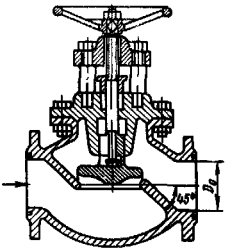
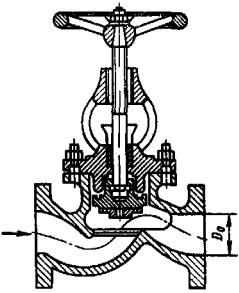
Таблица 6.9. Высота выступов шероховатости трубопроводов n_1

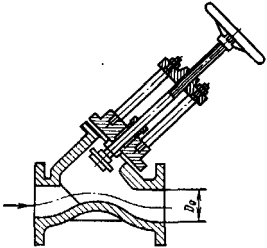
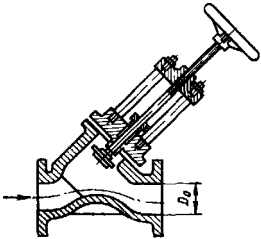
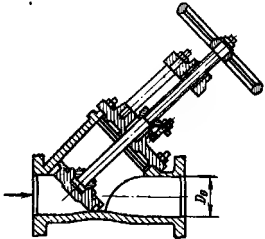
Наименование трубопровода	n_1 , мм
Трубопроводы из новых труб, в том числе стационарные паропроводы перегретого пара	0,06
Теплофикационные паропроводы перегретого пара и водяные теплопроводы при наличии деаэрации и химической очистки подпиточной воды	0,1
Паропроводы насыщенного пара и водяные теплопроводы при незначительных утечках воды (до 0,5%) и деаэрации подпитки	0,2

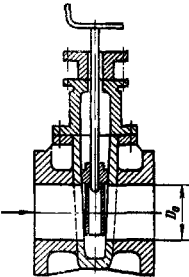
Продолжение табл. 6.9

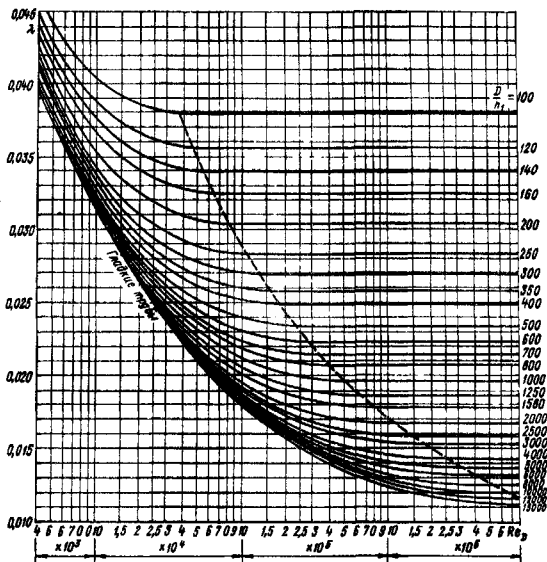
Наименование трубопровода	n_1 , мм
Паропроводы, работающие периодически (с простоями), и конденсатопроводы с открытой системой возврата конденсата	0,5
Воздухопроводы сжатого воздуха от поршневых и турбинных компрессоров	0,8
Конденсатопроводы, работающие периодически, и водяные теплопроводы при отсутствии деаэрации и химической очистки подпиточной воды и при больших утечках из сети (до 1,5—3%)	1,0

Таблица 6.10. Коэффициенты местного сопротивления ζ полностью открытой арматуры

Арматура		Коэффициент местного сопротивления	
Наименование	Эскиз	D_0 , мм	ζ
Вентиль стандартный с вертикальными делительными стенками		13	15,9
		20	10,5
		25	9,3
		30	8,6
		40	7,6
		50	6,9
Вентиль стандартный с делительными стенками под углом 45°		D_0 , мм	ζ
		13	10,8
		20	8,0
		40	4,9
		80	4,0
		100	4,1
		150	4,4
		200	4,7
		250	5,1
		300	5,4
		350	5,5
Вентиль «Рей»		3,4	

Арматура		Коэффициент местного сопротивления	
Наименование	Эскиз	D_0 , мм	ζ
Задвижка типа «судло» в цилиндрической трубе		50	0,47
		76	0,27
		100	0,18
		150	0,08
Вентиль «косва» с полным сечением седла		D_0 , мм	ζ
		1"	1,8
		1 1/4"	2,0
		1 1/2"	1,7
Вентиль «косва» с суженным на 30% сечением седла		D_0 , мм	ζ
		60	2,7
		80	2,4
		100	2,2
		150	1,86
		200	1,65
		250	1,5
		300	1,4
		350	1,3

Арматура		Коэффициент местного сопротивления	
Наименование	Эскиз	D_0 , мм	ζ
Вентиль прямооточный		25	1,04
		38	0,85
		50	0,73
		65	0,65
		76	0,60
		100	0,50
		125	0,46
		150	0,42
		200	0,36
		250	0,32

Рис. 6.21. Коэффициент трения λ круглых трубопроводов из стальных труб

3. Определяют потерю давления в РО при максимальном расчетном расходе по уравнению

$$\Delta P_{\text{РО макс}} = \Delta P_{\text{сети}} - \Delta P_{\text{д}}, \quad (6.7)$$

где $\Delta P_{\text{сети}}$ — общий перепад давлений в сети, Па; $\Delta P_{\text{д}}$ — потеря давления в линии, Па (6.1).

4. По уравнениям (6.8) — (6.11), (6.14) — (6.17) определяют необходимое значение пропускной способности $K_{\text{г макс}}$ в зависимости от $Q_{\text{макс расч}}$ ($G_{\text{макс расч}}$) и $\Delta P_{\text{РО макс}}$.

Уравнения для потока жидкости:

$$K_{\text{л макс}} = Q_{\text{макс}} \sqrt{\rho} / \sqrt{\Delta P_{\text{РО}} \cdot 10^5} \quad (6.8)$$

или

$$K_{\text{в макс}} = G_{\text{макс}} / \sqrt{\rho \Delta P_{\text{РО}} \cdot 10^5} \quad (6.9)$$

Уравнения для потока газа. Для докритического режима течения газа (скорость меньше критической), когда $\Delta P_{\text{РО}} < \Delta P_{\text{кр}}$, максимальная расчетная пропускная способность

$$K_{\text{в макс}} = \frac{Q_{\text{макс}}}{5,35} \sqrt{\frac{\rho_{\text{газ}} T_1 k'}{\Delta P_{\text{РО}} P_2}} \quad (6.10)$$

или

$$K_{\text{г макс}} = \frac{G_{\text{макс}}}{5,35} \sqrt{\frac{T_1 k'}{\rho_{\text{газ}} \Delta P_{\text{РО}} P_2}} \quad (6.11)$$

где $Q_{\text{макс}}$ — максимальный объемный расход газа, м³/ч, приведенный к следующим условиям: $P = 10^5$ кПа и $T = 273$ К; $\rho_{\text{газ}}$ — плотность газа, кг/м³, приведенная к следующим условиям: $P = 10^5$ кПа и $T = 273$ К; T_1 — температура газа перед РО, К; k' — коэффициент, учитывающий отклонение данного газа от законов идеального газа (коэффициент сжимаемости); P_2 — абсолютное давление среды после РО, МПа; $G_{\text{макс}}$ — максимальный массовый расход, кг/ч; $\Delta P_{\text{кр}}$ — критический перепад давления, принимаемый равным $P_1/2$, если для рассматриваемого РО неизвестна более точная зависимость для определения этого значения; P_1 — абсолютное давление среды перед РО, МПа.

Коэффициент сжимаемости газа равен отношению плотности газа $\rho_{\text{ид}}$, подсчитанной по законам идеального газа, при давлении P_1 перед клапаном и температуре T_1 к действительной плотности ρ_1 газа при данных значениях P_1 и T_1 :

$$k' = \rho_{\text{ид}} / \rho_1 \quad (6.12)$$

Под критической понимается максимальная скорость течения газа, равная местной скорости звука, которая может быть до-

стигнута в РО при критических отношениях давлений до и после РО. Критическое отношение давлений

$$\beta_{\text{кр}} = \frac{P_{\text{кр}}}{P_1} \left(\frac{1}{\kappa + 1} \right)^{\kappa / (\kappa + 1)} \quad (6.13)$$

где $P_{\text{кр}}$ — давление среды после РО, соответствующее началу критического течения; κ — показатель адиабаты.

Для критического режима течения газа, когда $\Delta P_{\text{РО}} \geq \Delta P_{\text{кр}}$, максимальная расчетная пропускная способность

$$K_{\text{в макс}} = \frac{Q_{\text{макс}}}{2680 P_1} \sqrt{\rho_{\text{газ}} T_1 k'} \quad (6.14)$$

или

$$K_{\text{г макс}} = \frac{G_{\text{макс}}}{2680 P_1} \sqrt{\frac{T_1 k'}{\rho_{\text{газ}}}} \quad (6.15)$$

Уравнение для потока водяного пара. Для докритического режима течения пара ($\Delta P_{\text{РО}} < P_1/2$)

$$K_{\text{л макс}} = 10 \frac{G_{\text{макс}}}{\sqrt{\rho_{\text{пар2}} \Delta P_{\text{РО}}}} \quad (6.16)$$

где $G_{\text{макс}}$ — максимальный массовый расход пара, кг/ч; $\rho_{\text{пар2}}$ — плотность пара при температуре T_2 и давлении P_2 ; T_2 — температура пара после РО, °С; P_2 — давление пара после РО, МПа.

Для критического режима течения ($\Delta P_{\text{РО}} > P_1/2$)

$$K_{\text{г макс}} = \frac{G_{\text{макс}}}{74 \sqrt{\rho_{\text{пар1}} P_1}} \quad (6.17)$$

где $\rho_{\text{пар1}}$ — плотность пара при температуре T_1 и давлении P_1 ; P_1 — давление пара перед РО, МПа; T_1 — температура пара перед РО, °С.

5. Из перечня типоразмеров дроссельных РО (табл. 6.11) или по данным, приведенным в справочниках и каталогах, выбирают РО с условной пропускной способностью $K_{\text{г у}}$, большей расчетного значения $K_{\text{г макс}}$ на 20%:

$$K_{\text{г у}} \geq 1,2 K_{\text{г макс}} \quad (6.18)$$

Проверка влияния вязкости жидкости на пропускную способность РО производится после его выбора, так как увеличение вязкости протекающей через РО среды выше некоторого предела вызывает, как правило, уменьшение пропускной способности. Поправочный коэффициент на влияние вязкости зависит от вида РО и числа Рейнольдса протекающего потока.

Число Рейнольдса Re , отнесенное к условному проходу предварительно выбранного РО, определяют по формулам табл. 6.6.

Если $Re_y > 2000$, то выбирают РО с ранее определенной пропускной способностью $K_{г.у}$ с последующей проверкой на возможность возникновения кавитации. Если $Re_y \leq 2000$, то определяют поправочный коэффициент ψ на влияние вязкости жидкости по графику рис. 6.22.

Значение пропускной способности $K_{г.у}$ с учетом влияния вязкости жидкости определяют по формуле

$$K_{г.у} \geq 1,2\psi K_{г.макс}. \quad (6.19)$$

Для проверки РО на возможность возникновения кавитации определяют:

а) коэффициент местного сопротивления выбранного РО

$$\zeta_y = 25,4F_y^2 / K_{г.у}^2, \quad (6.20)$$

где $F_y = \pi D_y^2 / 4$ — площадь сечения входного патрубка РО, $см^2$;

б) коэффициент кавитации $K_{кав}$ (по рис. 6.23);

в) перепад давления, при котором возникает кавитация,

$$\Delta P_{кав} = K_{кав}(P_1 - P_{нщ}), \quad (6.21)$$

где P_1 — абсолютное давление перед РО, Па; $P_{нщ}$ — абсолютное давление насыщенных паров жидкости при температуре перед РО, Па.

Если перепад давления в РО $\Delta P_{РО} \leq \Delta P_{кав}$, то выбирают РО с ранее найденной условной пропускной способностью $K_{г.у}$. Если $\Delta P_{РО} > \Delta P_{кав}$, то определяют максимальный перепад давления $\Delta P_{кав.макс}$ при котором прекращается приток расхода в условиях кавитации или испарения жидкости при дросселировании:

$$\Delta P_{кав.макс} = K_{кав.макс}(P_1 - P_{нщ}), \quad (6.22)$$

где $K_{кав.макс}$ — коэффициент кавитации, соответствующий предельному расходу.

По полученному значению $\Delta P_{кав.макс}$ определяют пропускную способность РО по формулам (6.8) и (6.9).

6. Определяют отношение n перепада давления в линии к перепаду давления на РО при максимальном расходе.

7. Если $K_{г.у}$ принято больше расчетного значения $K_{г.макс}$, то значение n уточняют по формуле

$$n' = n [K_{г.у} / (\psi K_{г.макс})]^2. \quad (6.23)$$

Уточняют также перепад на регулирующем органе:

$$\Delta P_{РО} = \Delta P_{сети} / (n' + 1). \quad (6.24)$$

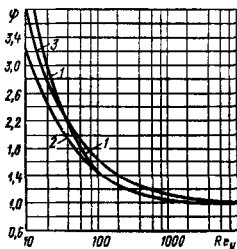


Рис. 6.22. Поправочный коэффициент ψ для условий полного открытия РО:

1 — двухседельные клапаны; 2 — односедельные клапаны; 3 — заслонки с $\alpha_y = 60^\circ$

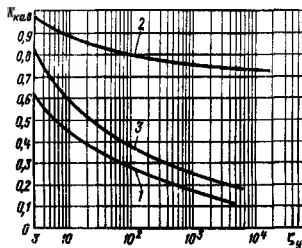


Рис. 6.23. Зависимость коэффициента кавитации $K_{кав}$ и $K_{кав.макс}$ от ζ_y :

1 — $K_{кав}$ для односедельных и двухседельных регулирующих органов при подаче среды на затвор; 2 — $K_{кав}$ и $K_{кав.макс}$ для односедельных регулирующих органов при подаче среды под затвор; 3 — $K_{кав.макс}$ для односедельных и двухседельных регулирующих органов при подаче среды на затвор

8. По уточненному значению перепада на РО и принятому значению $K_{г.у}$ определяют уточненное значение максимального расхода через РО $Q'_{макс}$ ($G'_{макс}$).

9. Определяют относительные значения расходов $\mu_{макс}$ и $\mu_{мин}$ делением $Q_{макс}$ ($G_{макс}$) и $Q_{мин}$ ($G_{мин}$) на $Q'_{макс}$ ($G'_{макс}$).

10. Выбирают пропускную характеристику из следующих соображений. Для обеспечения линейной расходной характеристики определяют диапазон перемещения РО по рис. 6.15 для линейной пропускной характеристики, имея в виду, что требования равнопроцентности расходной характеристики, как было показано выше, означают необходи-

Таблица 6.11. Таблица условных пропу

Диаметр условного прохода, мм	Условная пропускная способность $K_{г\text{у}}$, м ³ /ч, в зависимости от типа											
	Односедельные			Двухседельные					Трехходовые			
	1,6	4,0	6,4	1,6	4,0	6,4	10,0	16,0	1,6	4,0	6,4	
25	8	8	8	10	10	10	10	10	8	8	8	
40	20	20	20	25	25	25	25	25	12	12	12	
50	32	32	32	40	40	40	40	40	32	32	32	
65	50	50	50	63	63	63	63	63	50	50	50	
80	80	80	80	100	100	100	100	100	80	80	80	
100	125	125	125	160	160	160	160	160	125	125	125	
125	200	200	200	250	250	250	250	250	200	200	200	
150	320	320	320	400	400	400	400	400	320	320	320	
200	500	500	500	630	630	630	630	630	600	600	600	
250	—	—	—	1000	1000	1000	1000	1000	—	—	—	
300	—	—	—	1600	1600	1600	1600	1600	—	—	—	
400	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
500	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
600	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
700	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
800	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
900	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
1000	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	

мость использования равнопроцентной пропускной характеристики.

По рис. 6.19 и 6.20 соответственно определяют максимальное и минимальное значения коэффициента передачи $d\mu/dS$ для диапазона нагрузок. Рассчитывают отношение $(d\mu/dS)_{\text{мин}}/(d\mu/dS)_{\text{макс}}$ и выбирают пропускную характеристику с большим значением этого отношения.

Примеры расчетов

Пример 6.1. Выбор и расчет РО для регулирования расхода пара на деаэратор.

Данные для расчета: максимальный расход пара $G_{\text{макс}} = 10000$ кг/ч; минимальный расход пара $G_{\text{мин}} = 3000$ кг/ч; давление пара в магистрали $P_0 = 0,5$ МПа; давление в деаэраторе $P_{\text{дэ}} = 0,12$ МПа; температура пара $T = 210^\circ\text{C}$; внутренний диаметр паропровода $D = 250$ мм. Паропровод имеет три поворота под углом 90° с радиусом изгиба $0,7$ м; на паропровode установлена запорная задвижка; разность высот начального и конечного участков сети $\Delta h = -10,7$ м. Схема паропровода представлена на рис. 6.24.

Расходная характеристика РО должна быть линейной.

Расчет

1. По таблицам водяного пара при $P_0 = 0,5$ МПа и $T = 210^\circ\text{C}$ находим: динамическая вязкость $\eta = 1,68 \cdot 10^{-6}$ кгс·с/м²; показатель адиабаты $\kappa = 1,31$; плотность пара $\rho_{\text{пар}} = 2,25$ кг/м³.

2. Определяем гидростатический напор, соответствующий разности уровней верхней и нижней отметок трубопровода;

$$\Delta P_1 = \Delta h \rho_{\text{пар}} = -10,7 \cdot 2,25 = -24 \text{ кгс/м}^2 = \\ = -0,00024 \text{ МПа.}$$

$$\Delta P_{\text{сети}} = P_0 - P_{\text{дэ}} - \Delta P_1 = \\ = 0,5 - 0,12 + 0,00024 = 0,38 \text{ МПа.}$$

Определяем число Рейнольдса при $G_{\text{макс}}$ (по табл. 6.6):

$$\text{Re}_D = 36,1 \cdot 10^{-3} G_{\text{макс}} / (D\eta) = \\ = 36,1 \cdot 10^{-3} 10000 / (250 \cdot 1,68 \cdot 10^{-6}) = 8,6 \cdot 10^5.$$

Определяем условие гидравлической гладкости трубопровода (см. табл. 6.7):

$$\text{Re}_D < 27 (D/n_1)^{0,7} = 27 (250/0,1)^{0,7} = 2 \cdot 10^5,$$

где $n_1 = 0,1$ мм — шероховатость трубопровода (по табл. 6.8).

Так как паропровод в данном случае не является гидравлически гладким, то коэффициент трения λ определяется по рис. 6.21 в зависимости от Re_D и D/n_1 . При $D/n_1 = 2500$ и $\text{Re}_D = 8,6 \cdot 10^5$ коэффициент трения $\lambda = 0,016$.

Суммарная длина паропровода

$$L = 10 + 7,6 + 2,5 + 0,75 + 3 \cdot (2\pi/4) \cdot 0,7 = \\ = 24,15 \text{ м (см. рис. 6.24).}$$

С учетом (6.5) находим среднюю скорость в паропровode при максимальном расходе:

$$v_{\text{макс}} = G_{\text{макс}} / (\rho_{\text{пар}} F) = \\ = 10000 \cdot 4 / (2,25 \cdot 3,14 \cdot 0,25^2 \cdot 3600) = 25,2 \text{ м/с.}$$

регулирующего органа и его условного давления, МПа

Шланговые					Диафрагмовые					Заслоночные				
0,1	0,25	0,4	0,6	1,0	0,25	0,4	0,6	1,0	1,6	0,6	1,0	1,6	2,5	4,0
32	32	32	32	32	8	8	8	8	8	—	—	—	—	—
80	80	80	80	80	20	20	20	20	20	—	—	—	—	—
125	125	125	125	125	32	32	32	32	32	60	60	60	60	60
200	200	200	200	200	50	50	50	50	50	100	100	100	100	100
320	320	320	—	—	80	80	80	80	80	160	160	160	160	160
600	600	600	—	—	125	125	125	125	125	250	250	250	250	250
800	800	800	—	—	200	200	200	—	—	400	400	400	400	400
1250	1250	1250	—	—	320	320	320	—	—	600	600	600	600	600
7000	2000	—	—	—	500	500	500	—	—	1000	1000	1000	1000	1000
3200	3200	—	—	—	—	—	—	—	—	1600	1600	1600	—	—
5000	5000	—	—	—	—	—	—	—	—	2500	2500	2500	—	—
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	4000	4000	4000	—	—
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	6000	6000	6000	—	—
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	10000	10000	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	12500	12500	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	16000	—	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	20000	—	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	25000	—	—	—	—

По (6.2) находим потерю давления на прямых участках паропровода:

$$\Delta P_{\text{пр}} = \lambda \frac{\rho_{\text{пар}} L v^2}{2D} =$$

$$= 0,016 \cdot 2,25 \cdot 24,15 \cdot 25,2^2 / 2 \cdot 0,25 \cdot 10^6 =$$

$$= 0,0011 \text{ МПа.}$$

Определяем по (6.3) потери давления в местных сопротивлениях трубопровода:

$$\Delta P_{\text{м}} = (\zeta_{\text{вх}} + \zeta_{\text{вых}} + 3\zeta_{90^\circ} + \zeta_{\text{зд}}) \rho_{\text{пар}} v^2 / 2.$$

По табл. 6.9 и 6.10 определяем:

$$\zeta_{\text{вх}} = 0,5; \zeta_{\text{вых}} = 1,0; \zeta_{90^\circ} = 0,66; \zeta_{\text{зд}} = 0,08$$

Тогда

$$\Delta P_{\text{м}} (0,5 + 1,0 + 3 \cdot 0,66 + 0,08) (25,2^2 \times$$

$$\times 2,25) / (2 \cdot 10^6) = 0,0025 \text{ МПа.}$$

Общие потери давления в линии

$$\Delta P_{\text{л}} = \Delta P_{\text{пр}} + \Delta P_{\text{м}} = 0,0011 + 0,0025 =$$

$$= 0,0036 \text{ МПа.}$$

3. По (6.7) определяем перепад давления в РО при максимальном расчетном расходе пара:

$$\Delta P_{\text{РО макс}} = \Delta P_{\text{сети}} - \Delta P_{\text{л}} = 0,3800 - 0,0036 =$$

$$= 0,3764 \text{ МПа.}$$

Очевидно, что при очень малых расходах потери давления в линии являются пренебрежимо малой величиной и перепад давления на РО

$$\Delta P_{\text{РО мин}} = P_0 - P_{\text{зд}} = 0,50 - 0,12 = 0,38 \text{ МПа.}$$

Таким образом, перепад на РО практически остался неизменным.

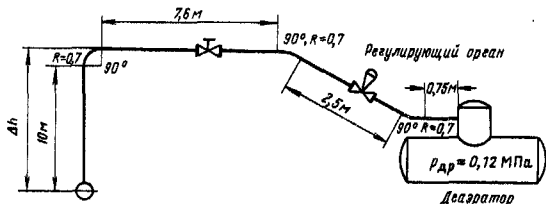


Рис. 6.24. Расчетная схема к примеру 6.1

4. Так как $\Delta P_{PO}/P_0 > 0,5$, то по (6.17) находим максимальную пропускную способность РО:

$$K_{г\text{ макс}} = G_{\text{макс}}/74\sqrt{\rho_{\text{пар}}P_0} = \\ = 10000/74\sqrt{2,25 \cdot 0,5} = 127 \text{ м}^3/\text{ч},$$

где $\rho_{\text{пар}} = \rho_{\text{пар}} = 2,25 \text{ кг/м}^3$; $P_0 = 0,5 \text{ МПа}$.

5. Выбираем двухседельный РО с условной пропускной способностью $K_{г\text{ у}} = 160 \text{ м}^3/\text{ч} > 1,2K_{г\text{ макс}} = 152 \text{ м}^3/\text{ч}$ с $D_y = 100 \text{ мм}$ (см. табл. 6.11).

6. Определяем отношение перепада давлений в линии к перепаду давления на РО при максимальном расходе:

$$\Delta P_{\text{л}}/\Delta P_{PO} = 0,0036/0,3764 \approx 0.$$

7. Так как по условию расходная характеристика должна быть линейной, то при $n = 0$ следует выбрать РО с линейной пропускной характеристикой.

8. Определяем максимальный расход для выбранного РО:

$$G'_{\text{макс}} = G_{\text{макс}}K_{г\text{ у}}/K_{г\text{ макс}} = \\ = 10000 \cdot 160/127 = 12600 \text{ кг/ч}.$$

9. Определяем относительные значения расходов:

$$\mu_{\text{макс}} = 10000/12600 = 0,79; \mu_{\text{мин}} = \\ = 3000/12600 = 0,24.$$

10. Определяем диапазон перемещений затвора РО с линейной характеристикой при $n = 0$:

$$\Delta S = 0,79 - 0,24 = 0,55.$$

Пример 6.2. Выбор и расчет РО для регулирования расхода мазута.

Данные для расчета: среда — мазут марки 80; максимальный объемный расход $Q_{\text{макс}} = 10 \text{ м}^3/\text{ч}$, минимальный объемный расход $Q_{\text{мин}} = 4 \text{ м}^3/\text{ч}$; перепад давлений при максимальном расходе на РО $\Delta P_{PO} = 2,5 \cdot 10^5 \text{ Па}$; перепад давлений в линии при максимальном расходе $\Delta P_{\text{л}} = 3 \cdot 10^5 \text{ Па}$; температура $T_1 = 50^\circ\text{C}$; плотность $\rho = 0,99 \text{ г/см}^3$; кинематическая вязкость при 50°C $\nu = 5,9 \text{ см}^2/\text{с}$.

Расчет

1. По (6.8) определяем максимальную расчетную пропускную способность РО:

$$K_{г\text{ макс}} = Q_{\text{макс}}\sqrt{\rho/\Delta P_{PO}} = 10\sqrt{0,99/2,5} = \\ = 6,3 \text{ м}^3/\text{ч}.$$

2. Предварительно по табл. 6.11 выбираем односедельный РО, имеющий $D_y = 25 \text{ мм}$ и $K_{г\text{ у}} = 8 \text{ м}^3/\text{ч} > 1,2 K_{г\text{ макс}} = 7,55 \text{ м}^3/\text{ч}$.

3. Определяем число Рейнольдса (см. табл. 6.6):

$$Re_y = 3540Q_{\text{макс}}/(\nu D_y) = 3540 \cdot 10/(5,9 \cdot 2,5) = \\ = 240,$$

по кривой 2 на рис. 6.22 находим коэффициент $\psi = 1,22$.

4. Из (6.19) определяем пропускную способность с учетом влияния вязкости:

$$1,2\psi K_{г\text{ макс}} = 1,2 \cdot 1,22 \cdot 6,3 = 9,3 \text{ м}^3/\text{ч} > K_{г\text{ у}} = \\ = 8 \text{ м}^3/\text{ч}.$$

5. Так как пропускная способность РО меньше требуемой, то из табл. 6.11 выбираем другой РО с

$$D_y = 40 \text{ мм и } K_{г\text{ у}} = 20 \text{ м}^3/\text{ч}.$$

6. Определяем число Рейнольдса для вновь выбранного РО:

$$Re_y = 3540 \cdot 10/(5,9 \cdot 40) = 147.$$

По рис. 6.22 находим $\psi = 1,35$.

7. Определяем новое значение пропускной способности:

$$1,2\psi K_{г\text{ макс}} = 1,2 \cdot 1,35 \cdot 6,3 = 10,2 \text{ м}^3/\text{ч} < K_{г\text{ у}} = \\ = 20 \text{ м}^3/\text{ч}.$$

8. Окончательно принимаем односедельный РО с $D_y = 40 \text{ мм}$ и $K_{г\text{ у}} = 20 \text{ м}^3/\text{ч}$.

9. Определяем $n = \Delta P_{\text{л}}/\Delta P_{PO} = 3,0/2,5 = 1,2$.

10. По (6.23) уточняем $n' = n(K_{г\text{ у}}/\psi K_{г\text{ макс}})^2 = 1,2(20/10,2)^2 = 4,6$.

11. По (6.24) уточняем перепад на регулирующем органе:

$$\Delta P'_{PO} = \Delta P_{\text{сет}}/(n' + 1) = \\ = (2,5 + 3) \cdot 10^5/(4,6 + 1) = 0,99 \cdot 10^5 \text{ Па}.$$

12. Уточняем максимальный расход через РО для принятого значения $K_{г\text{ у}} = 20 \text{ м}^3/\text{ч}$:

$$Q'_{\text{макс}} = K_{г\text{ у}} \cdot (\psi \sqrt{\rho/[\Delta P'_{PO}]}) = \\ = 20/(1,35 \sqrt{0,99/0,99 \cdot 10^{-5}}) = 14,8 \text{ м}^3/\text{ч}.$$

13. Находим относительные значения расхода:

$$\mu_{\text{макс}} = 10/14,8 = 0,62; \mu_{\text{мин}} = 4/14,8 = 0,27.$$

15. Определяем диапазон перемещений РО для $n' = 4,6$:

с линейной характеристикой (см. рис. 6.15)

$$0,1 < S < 0,3;$$

с равнопроцентной характеристикой (см. рис. 6.16)

$$0,45 < S < 0,70.$$

15. Определяем максимальное и минимальное значения коэффициента передачи $d\mu/dS$ для рабочего диапазона нагрузок:

для линейной пропускной характеристики (см. 6.19)

$$(d\mu/dS)_{\max} = 2,2; (d\mu/dS)_{\min} = 1,35;$$

$$(d\mu/dS)_{\min} / (d\mu/dS)_{\max} = 1,35/2,2 = 0,61;$$

для равнопроцентной пропускной характеристики (см. рис. 6.20)

$$(d\mu/dS)_{\max} = 1,6; (d\mu/dS)_{\min} = 0,9;$$

$$(d\mu/dS)_{\min} / (d\mu/dS)_{\max} = 0,9/1,6 = 0,56$$

16. Выбираем РО с линейной пропускной характеристикой.

Пример 6.3. Расчет РО для регулирования расхода воды.

Данные для расчета: среда — вода; максимальный объемный расход $Q_{\max} = 140 \text{ м}^3/\text{ч}$; перепад давлений при максимальном расчетном расходе $\Delta P_{\text{РО}} = 1,6 \text{ МПа}$; температура $T = 90^\circ\text{C}$; плотность $\rho = 1 \text{ г/см}^3$; абсолютное давление до РО $P_1 = 1,8 \text{ МПа}$; абсолютное давление насыщенных паров при 90°C $P_{\text{нш}} = 0,07 \text{ МПа}$; кинематическая вязкость при 90°C $\nu = 0,00328 \text{ см}^2/\text{с}$.

Расчет

1. По (6.8) определяем максимальную пропускную способность:

$$K_v \max = Q_{\max} \sqrt{\rho / (10 \Delta P_{\text{РО}})} = 140 \sqrt{1/16} = 35 \text{ м}^3/\text{ч}.$$

2. Предварительно по каталогу (см. табл. 6.11) выбираем двухседельный РО, имеющий $D_y = 50 \text{ мм}$ и $K_{1y} = 40 \approx 1,2 K_{1 \max} = 42 \text{ м}^3/\text{ч}$.

3. Определяем число Рейнольдса (см. табл. 6.6):

$$Re_y = 3540 Q_{\max} / \nu D_y = 3540 \cdot 140 / 0,00328 \cdot 50 = 3 \cdot 10^6.$$

Так как $Re_y > 2000$, то влияние вязкости на расход не учитываем и выбранный РО проверяем на возможность возникновения кавитации.

4. Определяем коэффициент сопротивления РО:

$$\zeta = 25,4 F_y^2 / K_{1y}^2 = 25,4 \cdot 3,14^2 \cdot 5^4 / (4 \cdot 40)^2 = 6,12.$$

5. По кривой 1 на рис. 6.23 находим коэффициент кавитации $K_{\text{кав}} = 0,51$.

6. Определяем перепад давления, при

котором возникает кавитация:

$$\Delta P_{\text{кав}} = K_{\text{кав}} (P_1 - P_{\text{нш}}) = 0,51 (1,8 - 0,07) = 0,88 \text{ МПа}.$$

7. Заданный перепад давлений $\Delta P_{\text{РО}}$ больше $\Delta P_{\text{кав}}$, следовательно, выбранный РО будет работать в кавитационном режиме и не обеспечит заданного расхода жидкости.

Если по условиям технологического процесса невозможно снизить $\Delta P_{\text{РО}}$ до $\Delta P_{\text{кав}}$ или увеличить $\Delta P_{\text{кав}}$ до $\Delta P_{\text{РО}}$, то необходимо выбрать ближайший больший РО, для которого снова определяется ζ , K_{1y} и $\Delta P_{\text{кав}}$. В данном случае выбираем двухседельный РО с $D_y = 80 \text{ мм}$ и $K_{1y} = 63 \text{ м}^3/\text{ч}$, для которого

$$\zeta = 25,4 F_y^2 / K_{1y}^2 = 25,4 \cdot 3,14^2 \cdot 8^4 / (16 \cdot 63)^2 = 16,2.$$

По кривой 3 на рис. 6.23 определяем коэффициент кавитации, соответствующий максимальному расходу, $K_{\text{кав}} \max = 0,52$.

Тогда

$$\Delta P_{\text{кав}} \max = K_{\text{кав}} \max (P_1 - P_{\text{нш}}) = 0,52 (1,8 - 0,07) = 0,9 \text{ МПа}.$$

Определяем максимальную пропускную способность:

$$K_{1 \max} = Q_{\max} \sqrt{\rho / (10 \Delta P_{\text{кав}} \max)} = 140 \sqrt{1/9} = 46,7$$

Так как $1,2 K_{1 \max} = 46,7 \cdot 1,2 = 56 \text{ м}^3/\text{ч}$ меньше $K_{1y} = 63 \text{ м}^3/\text{ч}$, то вновь выбранный РО обеспечит заданный максимальный расход в условиях кавитации и выбор РО по пропускной способности считается законченным.

Особенности расчета регулирующих клапанов впрыска

Шибберные регулирующие клапаны заводскими изготовителями часто поставляются с недостаточно обоснованным проходным сечением окна шибера. Поэтому при наладке АСР температуры перегретого пара необходимо провести расчет регулирующего клапана впрыска и уточнить типоразмер профиля окна шибера.

Регулировочные свойства клапана впрыска зависят от его коэффициента формы A и максимального проходного сечения клапана, мм,

$$F_{\max} = 9,75 G_{\max} / \sqrt{\Delta P_{\max} \rho}, \quad (6.25)$$

где $G_{\max}$ — максимальный впрыск, л/ч:

$$G_{\max} = (2 + 2,5) G_{\text{вод}}; \quad (6.26)$$

$G_{\text{вод}}$ — расход воды на впрыск, принятый при тепловом расчете котла, т/ч; ρ — плотность выходящей воды, г/см³; $\Delta P_{\text{макс}}$ — перепад давлений на клапане при расходе $G_{\text{макс}}$ МПа:

$$\Delta P_{\text{макс}} = \Delta P_{\text{сети}} - \Delta P_{\text{л. ф. макс}}; \quad (6.27)$$

$\Delta P_{\text{сети}}$ — располагаемый перепад давлений в сети впрыска, МПа; $\Delta P_{\text{л. ф. макс}}$ — суммарный перепад давлений на линии впрыска и форсунки при $G_{\text{макс}}$ МПа:

$$\Delta P_{\text{сети}} = P_{\text{отб}} - P_{\text{впр}} - \Delta P_{\text{г}}, \quad (6.28)$$

где $P_{\text{отб}}$ — давление воды на впрыск в месте отбора, МПа; $P_{\text{впр}}$ — давление пара в месте выходящей воды, МПа; $\Delta P_{\text{г}}$ — потеря давления на высоту столба воды в линии впрыска, МПа:

$$\Delta P_{\text{л. ф. макс}} = \Delta P_{\text{л. макс}} + \Delta P_{\text{ф. макс}}; \quad (6.29)$$

$\Delta P_{\text{л. макс}}$ — гидравлическое сопротивление линии впрыска при расходе $G_{\text{макс}}$ МПа, определяется по (6.1); $\Delta P_{\text{ф. макс}}$ — гидравлическое сопротивление форсунки при расходе $G_{\text{макс}}$ МПа, причем

$$\Delta P_{\text{ф. макс}} = 95 G_{\text{макс}} / F_{\text{ф}} \rho, \quad (6.30)$$

где $F_{\text{ф}}$ — проходное сечение форсунки, мм, определяемое по выражению

$$F_{\text{ф}} = \pi d_{\text{ф}}^2 n / 4, \quad (6.31)$$

где $d_{\text{ф}}$ — диаметр отверстий в форсунке, мм; n — число отверстий в форсунке.

К $\Delta P_{\text{макс}}$, рассчитанному по (6.27), необходимо прибавить давление восстановленного эффекта эжекции сопла Вентури пароохладителя (примерно 0,05–0,1 МПа). По рассчитанным значениям A и $F_{\text{макс}}$ находят типоразмер профиля окна шибера регулирующего клапана впрыска (табл. 6.4).

Пример 6.4. Расчет шибера регулирующего клапана впрыска.

Данные для расчета: котел типа ТП-158, паропроизводительность $W = 230$ г/ч, давление в барабане $P_6 = 10,5$ МПа, давление перед турбиной $P_7 = 9,0$ МПа. Регулирование температуры перегретого пара осуществляется впрыском собственного конденсата. Котел имеет две конденсационные установки и четыре впрыска, два из них с $G_{\text{вод}} = 2,5$ т/ч и два — с $G_{\text{вод}} = 6,3$ т/ч. Расчет ведется на одну конденсационную установку с $G_{\text{макс}} = 2(2,5 + 6,3) = 17,6$ т/ч.

Расчет

Из гидравлического расчета по (6.1) аналогично приведенному в примере 6.1 получено: для первого впрыска ($G_{1\text{макс}} = 12,6$ т/ч)

$\Delta P_{1\text{макс}} = 0,29$ МПа; для второго ($G_{2\text{макс}} = 5$ т/ч) $\Delta P_{2\text{макс}} = 0,22$ МПа.

Потеря давления в форсунке первого впрыска при $G_{1\text{макс}} = 12,6$ т/ч, $\rho = 0,69$ г/см³, $d_{\text{ф}} = 4$ мм, $n = 24$ составит [см. (6.30)]

$$\Delta P_{\text{ф1макс}} = 95 \cdot 12,6^2 \cdot 4^2 / (3,14^2 \cdot 4^4 \cdot 24^2 \times \\ \times 0,69) = 0,24 \text{ МПа.}$$

Для второй форсунки при $G_{2\text{макс}} = 5$ т/ч, $\rho = 0,69$ г/см³, $d_{\text{ф}} = 4$ мм, $n = 24$ аналогично получаем $\Delta P_{\text{ф2макс}} = 0,04$ МПа. Давление пара в точке первого впрыска $P_{\text{впр1}} = 9,8$ МПа, а в точке второго впрыска $P_{\text{впр2}} = 9,46$ МПа. Располагаемый напор в линии первого впрыска (при $\Delta P_{\text{г}} \approx 0$) $\Delta P_{\text{сети1}} = 10 - 9,8 = 0,2$ МПа, в линии второго впрыска $\Delta P_{\text{сети2}} = 10,5 - 9,46 = 1,04$ МПа.

С учетом восстановленного эффекта эжекции сопла Вентури пароохладителя (около 0,1 МПа) максимальные перепады давлений (6.27) на регулирующих клапанах: для первого впрыска $\Delta P_{1\text{макс}} = 0,7 - 0,29 - 0,24 + 0,1 = 0,27$ МПа; для второго $\Delta P_{2\text{макс}} = 1,04 - 0,22 - 0,04 + 0,1 = 0,88$ МПа.

Коэффициенты формы $A = \Delta P_{\text{макс}} / \Delta P_{\text{сети}}$: для первого впрыска $A_1 = 0,27 / 0,7 = 0,39$; для второго $A_2 = 0,88 / 1,04 = 0,85$.

Максимальное проходное сечение клапана (6.25)

$$F_{1\text{макс}} = 9,75 \cdot 12,6 / \sqrt{0,27 \cdot 0,69} = 285 \text{ мм}^2.$$

Для второго впрыска аналогично получаем $F_{2\text{макс}} = 63 \text{ мм}^2$. Следует выбрать (см. табл. 6.4) для первого впрыска клапан с $D_y = 50$ мм исполнения № 6, для второго — с $D_y = 20$ мм исполнения № 3.

6.4. НАЛАДКА ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ МЕХАНИЗМОВ

Исполнительный механизм в системе автоматического регулирования должен обеспечить перемещение РО с возможным меньшим искажением законов регулирования, формируемых регулятором. Качество работы ИМ в системе управления в значительной мере зависит от того, каким образом осуществляется его соединение с РО. Способы сочленения электрического ИМ с РО определяются в каждом конкретном случае в зависимости от типа и конструкции РО и ИМ, их взаимного расположения, требуемого характера перемещения РО и других местных условий. Соединения выходного элемента ИМ с входным элементом РО могут быть непосредственными, жесткими или тросовыми.

Непосредственное соединение выходного вала (штока) ИМ с валом или штоком РО является наиболее простым. Значения перемещений выходного устройства ИМ и подвижной части РО при этом способе сочленения одинаковы, а скорости равны. Подобные способы сочленения широко применяются при использовании электромагнитных ИМ, а также мноооборотных ИМ (электроприводов), приводящих в действие запорную трубопроводную арматуру.

Жесткое соединение осуществляется при помощи рычагов или реечных передач. Жесткое соединение может быть как линейным, так и неллинейным. При линейной жесткой связи значения перемещения выходного вала ИМ и подвижного элемента РО различаются только масштабом. При неллинейной жесткой связи можно создать неравные перемещения РО при относительно равных перемещениях выходного элемента ИМ.

Пневматическое и гидравлическое ИМ также могут иметь непосредственное жесткое или тросовое соединение с РО.

В АСР применение неллинейных кинематических связей между ИМ и РО позволяет при необходимости изменять расходные характеристики РО. Так, ограничив ход РО при полном перемещении выходного устройства ИМ, можно использовать только благоприятный участок расходной характеристики. За счет соответствующего подбора длин соединительных звеньев можно получить такое сочленение, при котором начальным положениям выходного устройства ИМ соответствует меньший угол поворота РО, а конечным — больший.

В качестве примера рассмотрим схему сочленений колонки дистанционного управления типа КДУ с РО (рис. 6.25). Сочленение колонки дистанционного управления выбирают таким образом, чтобы полный ход штока 1 регулирующего органа 2 обеспечивался поворотом рычага выходного вала 3 исполнительного механизма на угол $\gamma = 90^\circ$ (рис. 6.25, а).

При наладке автоматических систем регулирования часто возникает необходимость спрямления расходных характеристик РО, например в случаях, когда при выборе РО не удастся обеспечить желаемой формы расходной характеристики. При незначительной кривизне характеристики РО линейная расходная характеристика его может быть получена за счет соответствующего выполнения устройства, сочленяющего РО с ИМ (рис. 6.25 и 6.26).

При параллельном соединении рычагов исполнительного механизма АВ и регулирующего органа CD в среднем положении

угловые скорости каждого рычага будут одинаковы. Такой вид соединений (рис. 6.25, а и 6.26, а) используется при линейной характеристике РО. Если необходимо получить линейную зависимость между выходом ИМ и расходом вещества через РО при неллинейной расходной характеристике РО, то используют вид сочленения, показанный на рис. 6.25, б и 6.26, б. При таком способе со-

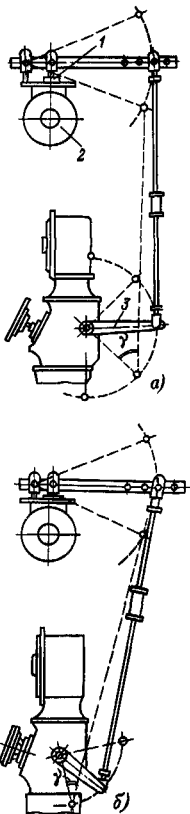


Рис. 6.25. Сочленение ИМ с РО

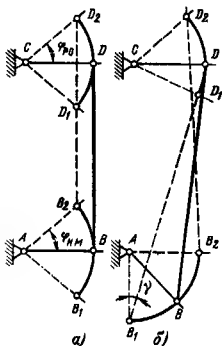


Рис. 6.26. Кинематическая схема сочленения ИМ с РО

членения угловые скорости перемещения рычагов ИМ и рычага РО будут различны. Если скорость рычага ИМ является постоянной, то скорость рычага РО в нижнем положении будет меньше, чем в верхнем. Следовательно, крутизна статической характеристики РО в начальной части будет уменьшена, а в конце увеличена. При этом во избежание заклинивания в крайнем положении угол γ должен быть не менее 9° .

Следует отметить, что даже сочленение ИМ с РО по кинематической схеме на рис. 6.26,а имеет строго линейную статическую характеристику $h = k_{\text{фим}}$ только при линейном преобразовании вращательного движения рычага РО в перемещение его штока $h = k_{\text{фрО}}$. Однако практически такое преобразование вращательного движения рычага РО в его ход встречается относительно редко в связи с трудностью осуществления. Наиболее часто встречаются кинематические схемы, представленные на рис. 6.27,а и г.

При кинематической схеме, приведенной на рис. 6.27,а, рычаг CD имеет в середине паз, в котором при вращении рычага вокруг оси С перемещается палец с серьгой, закрепленной на штоке РО. Так как шток находится на небольшом расстоянии от рычага РО, то при вращении рычага и возвратно-поступательном перемещении штока в направлении $m - m_1$ расстояние $kl_{\text{РО}}$ остается неизменным. Из рис. 6.27,а

$$\text{tg } \varphi_1 = mm_1 / (Cm) = \Delta h_1 / (kl_{\text{РО}}),$$

где $mm_1 = \Delta h_1$ — перемещение штока (ход РО) от среднего положения при повороте рычага CD на угол φ_1 ; $l_{\text{РО}} = CD$ — длина рычага РО; $k = Cm/l_{\text{РО}}$ — коэффициент, учитывающий местонахождение пальца в прорези рычага в среднем положении.

С учетом этой зависимости между вращением хода РО и углом поворота рычага относительно среднего положения запишется в виде

$$\Delta h = kl_{\text{РО}} \text{tg } \varphi.$$

На рис. 6.27,б представлена статическая характеристика кинематической связи, показанной на рис. 6.27,а, в относительных единицах расстояния $kl_{\text{РО}}$ в зависимости от угла поворота φ рычага РО. Из рис. 6.27,б следует, что статическая характеристика кинематической схемы, приведенной на рис. 6.27,а, в общем случае не обеспечивает линейную зависимость между углом поворота рычага РО и его перемещением. Чем больше максимальный угол поворота рычага РО и чем больше перемещение $h_{\text{макс}}$, тем больше кривизна статической характеристики. В связи с этим следует ограничивать максимальный угол поворота рычага РО, а необходимое его перемещение обеспечивать за счет увеличения длины рычага CD и расстояния $kl_{\text{РО}}$.

На рис. 6.27,в приведены статические характеристики кинематической связи, показанной на рис. 6.27,а, в относительных единицах для различных значений угла поворота РО $\varphi_{\text{РО}}$ при перемещении его штока из одного крайнего положения в другое. Из этих статических характеристик следует, что при $\varphi_{\text{РО}} < 90^\circ$ характеристику можно принять условно линейной.

Другая, наиболее часто встречающаяся кинематическая связь между поворотом рычага РО и его перемещением приведена на рис. 6.27,г. Из этого рисунка видно, что палец (точка m) не может перемещаться вдоль рычага CD и при его повороте описывает окружность. Серьга шарнирно соединена с пальцем дополнительной тягой, которая в свою очередь другим концом шарнирно соединена со штоком РО. Эта конструкция предусматривает значительное расстояние между рычагом и штоком РО.

Из рис. 6.27,г находим

$$\sin \varphi_1 = \Delta h_1 / (kl_{\text{РО}}).$$

С учетом этого можно записать, что

$$\Delta h = kl_{\text{РО}} \sin \varphi.$$

Статическая характеристика $\Delta h / kl_{\text{РО}} = f(\varphi)$ представлена на рис. 6.27,д. Она так-

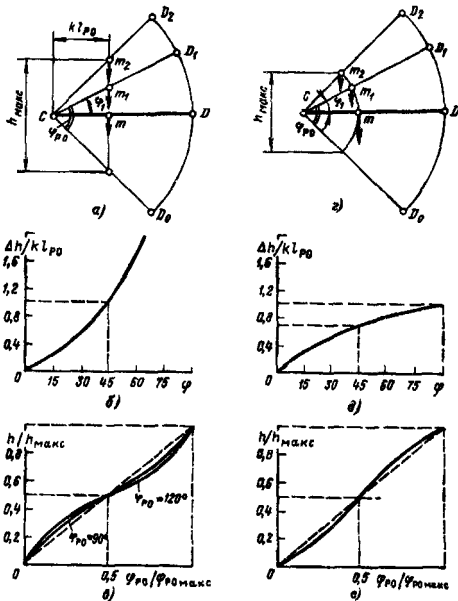


Рис. 6.27. Виды кинематических схем РО

же нелинейна, но в рабочем диапазоне ее нелинейность существенно меньше по сравнению с нелинейностью статической характеристики на рис. 6.27, в.

На рис. 6.27, г представлена статическая характеристика кинематической связи, показанной на рис. 6.27, з, в относительных единицах при $\varphi_{PO_{max}} = 90^\circ$. При $\varphi_{PO_{max}} = 120^\circ$ статическая характеристика в относительных единицах практически совпадает с характеристикой $\varphi_{PO_{max}} = 90^\circ$.

Из сравнения статических характеристик на рис. 6.27, в и г следует, что кинематическая схема рис. 6.27, з допускает больший угол поворота РО $\varphi_{PO_{max}}$ и имеет при прочих равных условиях меньшую нелинейность.

Два вида кинематической связи, приведенные на рис. 6.27, отличаются знаком отклонения нелинейности при $0 < \varphi_{PO} / \varphi_{PO_{max}} < 0,5$ и при $0,5 <$

$\varphi_{PO} / \varphi_{PO_{max}} < 1$, что следует учитывать при спрямлении нелинейных расходных характеристик РО.

Необходимые расчеты кинематической схемы связи РО и ИМ для получения требуемой зависимости между расходом и положением выходного устройства ИМ могут производиться как аналитически, так и графически. Во многих случаях необходимые сочленения ИМ и РО подбираются опытным путем.

Связь ИМ с РО при помощи *профильной шайбы* дает возможность получать неодинаковые соотношения перемещений вала и РО для различных участков и изменять эти соотношения в довольно широких пределах. Применение шайб определенного профиля позволяет получить исполнительное устройство с заданной характеристикой при использовании стандартных ИМ и РО.

Общие требования к деталям и узлам для

сочленения. Общим требованием, которое предъявляется к отдельным деталям и узлам, применяемым для сочленения ИМ с регулирующими органами, является необходимость обеспечения достаточной жесткости соединений и минимальных люфтов в кинематических парах. При этом влияние на качество работы системы управления упругих деформаций передаточных звеньев и зазоров в соединениях, вызывающих дополнительное запаздывание, должно быть сведено к минимуму. Даже небольшие люфты в шарнирах многозвенного соединения в сумме могут составить 5—10% общего перемещения регулирующего органа и внести таким образом в АСР значительную нелинейность. Для обеспечения нормальной работы ИМ необходимо руководствоваться монтажно-эксплуатационными инструкциями для данного типа ИМ, разработанными заводами — изготовителями этих механизмов.

Особенности установки исполнительных механизмов. В общем случае электрические ИМ могут устанавливаться непосредственно на регулирующих органах, на полу, стенах, а также на разного рода конструкциях. Для прямоходных и многооборотных механизмов нет ограничений по относительному расположению их в пространстве. Однооборотные механизмы обычно должны устанавливаться так, чтобы их выходной вал был расположен горизонтально с допустимым отклонением от горизонтали не более 15°. Это ограничение объясняется применением жидких смазок в зубчатой передаче редуктора.

Исполнительные механизмы, устанавливаемые не на РО (чаще однооборотные), должны монтироваться на жестком основании таким образом, чтобы обеспечивались удобная их настройка и обслуживание, а также возможное уменьшение воздействия внешних факторов (механических ударов, высокой температуры, влаги, пыли и др.). Вместе с тем должна быть обеспечена простота сочленения ИМ с РО с возможным исключением длинных тяг и промежуточных опор. Соединительные тяги не должны вызывать осевых усилий на выходном органе однооборотного механизма, а у прямоходных механизмов должна быть сведена к минимуму возможность возникновения боковых сил.

При установке ИМ непосредственно на РО следует учитывать возможность длительного воздействия на ИМ со стороны РО таких факторов, как температура, влажность, вибрация и т. п., по своему значению близких к значениям, предельно допустимым для нормальной эксплуатации механизма, или

даже превышающих их. Для уменьшения влияния подобных воздействий в некоторых случаях необходимы защитные меры.

При монтаже ИМ возможны следующие дефекты: значительные люфты в местах сочленения; несоответствия направлений вращения выходного вала и рычага РО; недопустимо малый угол между рычагом механизма и тягой к этому рычагу (при углах, меньших 9°, возникает опасность заклинивания); несоответствие размеров рычагов механизма, РО и соединительных тяг.

Пневматические ИМ, имеющие непосредственное сочленение с РО, желательно устанавливать в вертикальном положении. Недопустимо устанавливать ИМ на линии с агрессивной средой мембранной головкой вниз, так как, просачиваясь через сальники, среда может попасть в мембранный ИМ и разрушить его.

Мембранные ИМ конструируются таким образом, чтобы при изменении давления в рабочей полости в пределах стандартного диапазона (0,02—0,1 МПа) перемещение ИМ равнялось (с определенной точностью) значению его условного хода S_y . Значения условного перемещения приняты по ряду чисел: 4, 6, 10, 16, 25, 40, 60, 100 мм.

Практически все конструкции мембранно-пружинных ИМ позволяют корректировать значение предварительного сжатия пружины, т. е. в некоторых пределах изменять давление в рабочей полости, при котором начинается перемещение выходного элемента. Например, в мембранных пружинных проходных механизмах прямого действия (рис. 6.28) резьбовая часть втулки 5 имеет длину, обеспечивающую такой диапазон изменения предварительного натяга пружины, который позволяет устанавливать давление начала хода в пределах 0,01—0,04 МПа.

В ненагруженных ИМ (перестановочное усилие равно нулю) изменения усилия, развиваемого мембраной, уравнивается усилием упругости пружины. Ненагруженные ИМ обеспечивают линейную зависимость между изменением давления в рабочей полости и ходом. Точность этой зависимости определяется постоянством эффективной площади и жесткости пружины. Точностные характеристики ИМ определяются основной статической приведенной погрешностью, вариацией хода штока и порогом чувствительности.

Под *основной статической приведенной погрешностью* δ мембранного пружинного механизма понимается отношение наибольшей разности действительного $S_{дв}$ и приведенного $S_{прв}$ ходов к значению условного

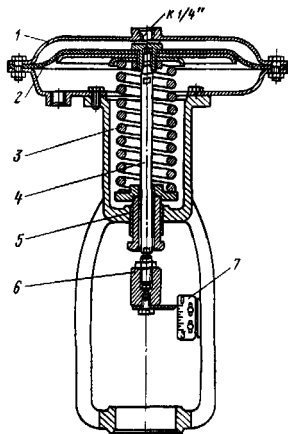


Рис. 6.28. Мембранный пружинный прямоходный механизм прямого действия

хода S_y , %:

$$\delta = [(S_{дв} - S_{прив})/S_y]_{\max} \cdot 100.$$

На рис. 6.29 показаны ходовые характеристики $S = f(P)$ мембранных пружинных ИМ. Прямая линия 1 является теоретической ходовой характеристикой. Линии 3 и 4 соответствуют действительным ходовым характеристикам при прямом 3 и обратном 4 ходах. Зависимость 2 приведенного хода $S_{прив}$ от давления сжатого воздуха определяется графически соединением точек $S_{дв0}$ при $P = 0,02$ МПа и $S_{дв100}$ при $P = 0,1$ МПа прямой линией. При конечном значении давления сжатого воздуха ($P = 100\%$) действительный ход равен приведенному $S_{дв100} = S_{прив100}$, так же как и при начальном ходе $S_{дв0} = S_{прив0}$. Максимальное значение действительного хода при заданном значении давления воздуха $S_{дв}$, может быть больше или меньше значения приведенного хода $S_{прив}$, при тех же условиях.

Под *вариацией хода* понимается выраженное в процентах отношение наибольшей разности значений хода, соответствующих одному и тому же значению командного сигнала при прямом и обратном ходах к условному ходу.

Порогом чувствительности называется выраженное в процентах отношение на-

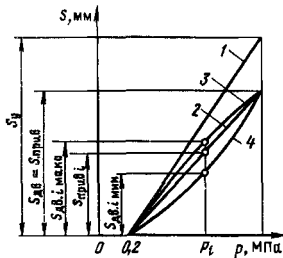


Рис. 6.29. Ходовые характеристики мембранных пружинных ИМ

именшего значения изменения командного сигнала, вызывающего начало перемещения, к диапазону командного сигнала.

Перед пуском ИМ настраивают на заданный ход и командное давление воздуха:

$$P_{\min} = 0,02 \pm 0,0025 \text{ МПа и } P_{\max} = 0,10 \pm 0,005 \text{ МПа.}$$

Командное давление воздуха подается непосредственно в головку 1 (рис. 6.28) с мембраной 2 механизма (без подачи среды в клапан). Настройка размаха шкалы 7 перемещения производится изменением натяга пружины 3 ИМ. Если при изменении давления от $P_{\min}$ до $P_{\max}$ размах шкалы соответствует паспортному значению, но затвор РО полностью не закрывается или не открывается, то следует изменить начальное положение затвора вращением муфты 6 на штоке 4. После этого снимают ходовую характеристику при прямом и обратном ходах РО.

Вариацию, вызывающую чрезмерно плотной набивкой сальников, можно уменьшить ослаблением уплотнения.

В реальных условиях ИМ работает, преодолевая действие на подвижную систему не только усилия трения в подвижных соединениях, но также усилия статической и динамической неразгруженности затвора. Таким образом, внешние усилия, действуя на подвижную систему, искажают ходовую характеристику мембранно-пружинных ИМ и вводят нелинейность и гистерезис. Ширина петли $S_{дв1\max} - S_{дв1\min}$ (см. рис. 6.29) часто доходит до 0,01 — 0,015 МПа.

Кроме того, в конце хода мембранно-пружинный ИМ развивает небольшое перестановочное усилие. Это неудобно в тех слу-

чаях, когда именно в конце хода необходимо усилие для создания уплотнительного контакта между запирающимися поверхностями затвора и седла. Для мембранно-пружинного ИМ характерны также низкие динамические свойства из-за большого объема рабочей полости. Улучшение характеристик мембранно-пружинного ИМ достигается применением позиционера. Позиционер работает как регулятор положения выходного элемента. Он формирует сигнал по положению выходного элемента и сравнивает его с командным сигналом. При этом вырабатывается сигнал рассогласования, который управляет подачей сжатого воздуха в рабочую полость.

Применение позиционера улучшает динамические свойства системы управления, так как регулирующее устройство нагружается на небольшую приемную камеру позиционера. Кроме того, устраняются статическая погрешность и гистерезис ходовой характеристики, создаваемые за счет действия внешних сил на подвижную систему. С достаточной степенью точности можно считать, что нелинейность и гистерезис ИМ с позиционером равны аналогичным параметрам самого позиционера. Используя позиционеры, можно изменять диапазон входного давления, соответствующий полной перестановке РО. Поэтому, применяя позиционер, можно использовать ИМ, в которых полное перемещение происходит при давлении на мембрану, например, 0—0,2 МПа.

Применение позиционеров позволяет строить схемы, в которых одно регулирующее устройство управляет двумя ИМ, причем один ИМ может работать, например, в диапазоне командного сигнала 0,02—0,06 МПа, второй — в диапазоне 0,06—0,1 МПа.

6.5. НАЛАДКА СХЕМ УПРАВЛЕНИЯ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫМИ МЕХАНИЗМАМИ

Электромагнитные исполнительные механизмы

В АСР позиционного действия широкое применение в качестве исполнительного механизма получили электромагнитные приводы, преобразующие энергию электрического тока в поступательное движение РО. Такие приводы, представляющие собой прямоходовой электромагнит с вытягивающимся якорем, называют также соленоидами.

В настоящее время наибольшее распространение получили электромагнитные при-

воды серии ЭВ, предназначенные для управления различными клапанами, вентилями, задвижками. Электромагнитные приводы серии ЭВ по принципу действия можно разделить на две группы:

1) электромагнитные приводы ЭВ-1 и ЭВ-2, рассчитанные на длительное обтекание их катушек током. При подаче напряжения на катушку электромагнита его якорь вытягивается, открывая вентиль. К недостаткам электромагнитных приводов этой группы следует отнести постоянное потребление электрической энергии при открытом положении РО и возможность произвольно-го переключения РО при исчезновении напряжения. Электромагнитные приводы типов ЭВ-1 и ЭВ-2 в зависимости от исполнения могут работать от сети постоянного тока напряжением 110 и 220 В и от сети переменного тока напряжением 127, 220 и 380 В;

2) электромагнитные приводы типа ЭВ-3, рассчитанные на кратковременный режим работы. Они состоят из двух электромагнитов, заключенных в один корпус: главного, служащего для открытия РО, и электромагнита защелки, являющегося приводом механической защелки, удерживающей РО в открытом положении. Катушки обоих электромагнитов находятся под током только в момент переключения РО. При подаче питания на катушку главного электромагнита его якорь вытягивается, РО открывается и удерживается в открытом положении защелкой, что дает возможность по достижении РО положения полного открытия разрывать цепь питания катушки главного электромагнита с помощью конечного выключателя. Для закрытия РО следует подать питание на катушку электромагнита защелки, который, сработав, уберет защелку, освободив РО; последний под действием собственной массы подвижной системы или возвратной пружины закроется и с помощью конечных выключателей отключит электромагниты защелки.

Катушки главного электромагнита и электромагнита защелки привода ЭВ-3 состоят из двух секций, рассчитанных на питание от сети постоянного тока напряжением 110 В, а при последовательном соединении — 220 В. При работе от сети переменного тока в цепи питания привода включают выпрямители.

При наладке электромагнитного привода с защелкой контакты конечного выключателя, включенные в цепь питания главного электромагнита, настраивают так, чтобы они размыкались за 3—4 мм до окончания полного хода якоря электромагнита при открытии вентиля. При этом оставшиеся 3—4 мм

в схему управления приводом реле времени, которое увеличило бы время питания током катушки главного электромагнита после переключения блокировочных контактов привода еще на несколько десятых долей секунды.

На рис. 6.30 показана схема позиционного автоматического регулирования с использованием выпрямителя VD с электромагнитным приводом и защелкой. Трехпозиционный регулирующий прибор в зависимости от действительного значения регулируемого параметра дает команды на открытие или закрытие соленоидного вентиля.

Для устранения явления пульсации якоря в схемах управления электромагнитными приводами с защелкой предусматривают одну из следующих мер:

При замыкании контакта S_M («Меньше») через выпрямитель VD и блокировочный контакт IV включается реле времени KT , которое контактом KT замыкает цепь питания от выпрямителя катушек главного (тягового) электромагнита YA . При этом якорь главного электромагнита, жестко связанный со штоком вентиля, перемещается и вентиль открывается. Однако размыкающиеся с замедлением контакты реле времени KT разрывая цепь питания катушки главного электромагнита только через некоторое время (около 1 с). С одной стороны, этого замедления вполне достаточно, чтобы привод в открытом положении вентиля встал на защелку, а с другой стороны, такое замедление, безусловно, не может привести к перегреву катушек главного электромагнита. Подобное включение в схему управления вентилем с электромагнитной защелкой реле времени является надежным способом устранения явления пульсации якоря.

1) параллельно контактам конечного выключателя в цепь питания катушки главного электромагнита включают шунтирующее сопротивление, которое должно быть подобрано экспериментально в процессе наладки электропривода. Ориентировочно для цепи питания катушки электромагнита постоянным током напряжением 220 В шунтирующее сопротивление должно составлять 500—1000 Ом.

2) наиболее надежный способ устранения пульсации якоря электромагнитного привода с защелкой состоит во включении

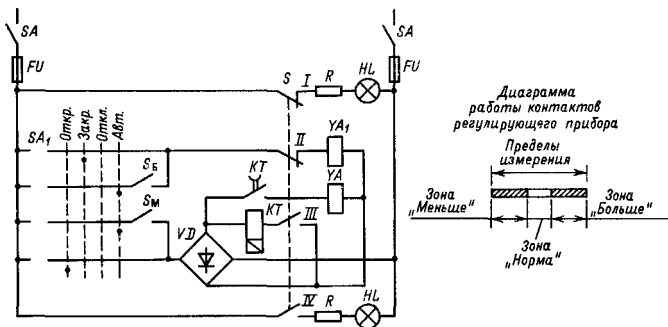


Рис. 6.30. Принципиальная электрическая схема позиционного регулирования с помощью соленоидного вентиля

При замыкании контакта $ЗБ$ («Большее») регулирующего устройства через блокировочный контакт II получает питание катушка электромагнитной защелки $УА_1$ и вентиль закрывается.

В электромагнитах $УА$ при необходимости проверяют правильность соединения обеих катушек и полярность. При правильном соединении ток в обеих катушках (секциях) протекает от конца секции к началу, что обеспечивает согласное действие магнитных потоков обеих секций. Если соединение неправильное, то в одной секции ток протекает от конца к началу, а в другой — от начала к концу. В этом случае сопрогивление катушки и ее ток будут нормальны, а магнитные потоки направлены в разные стороны. Суммарный магнитный поток близок к нулевому значению, и электромагнитная работа не будет.

Определение полярности обмоток. Полярность определяют по схеме, приведенной на рис. 6.31, следующим образом. Концы секций произвольно размечают бирками с номерами 1–4. Секции соединяют последовательно по схеме рис. 6.31, а или по схеме рис. 6.31, б. Схему включают в сеть переменного тока напряжением 12 В. При одинаковой полярности обмоток их магнитные потоки складываются, индуктивное сопротивление велико — лампа горит слабо. При противоположной полярности обмоток магнитные потоки направлены встречно, взаимно компенсируются, индуктивное сопротивление мало — лампа горит ярко.

Определение электрических характеристик привода производят после измерения сопротивления и испытания изоляции. При этом определяют напряжение и ток срабатывания. Основным требованием к электромагнитным приводам является обеспечение качественной работы при напряжении питания, сниженном до 70%.

Опробование. С целью заключительной проверки надежности действия ИМ производится его опробование. Испытания желательно проводить на остановленном оборудовании при полном давлении рабочей

среды. Опробование заключается в многократных включениях и отключениях ИМ. Оно производится при 80%-ном напряжении. При опробовании устанавливают четкость срабатывания ИМ, надежность работы контактов коммутационной аппаратуры, отсутствие перенапряжений и дуги между контактами. Наиболее вероятно появление перенапряжений при отключении катушек электромагнитов постоянного тока.

Наиболее простым способом уменьшения перенапряжения является установка параллельно катушке разрядного сопротивления $R_{раз}$. После гашения дуги контактором под действием наведенной ЭДС через катушку и сопротивление протекает ток, который сравнительно быстро уменьшается.

Чем больше значение $R_{раз}$, тем больше перенапряжение. Для снижения перенапряжения необходимо уменьшить $R_{раз}$. Однако при этом увеличивается общий ток через контакты контактора. В связи с этим обычно рекомендуют выбирать сопротивление $R_{раз}$ примерно в 10 раз больше сопротивления катушки. Для уменьшения тока через сопротивление $R_{раз}$ при включенном контакторе последовательно с $R_{раз}$ рекомендуется включать диод во встречном направлении относительно напряжения питания.

С учетом того, что ток через $R_{раз}$ быстро снижается, его мощность рассеяния выбирают равной 2% номинальной мощности катушки.

Многооборотные исполнительные механизмы

Для управления многооборотными запорными и регулирующими органами наиболее широкое применение получили ИМ, состоящие из электродвигателя, понижающего число оборотов механического редуктора и ряда дополнительных узлов.

При дистанционном или автоматическом управлении запорными регулирующими органами весьма существенно обеспечить своевременную остановку электропривода

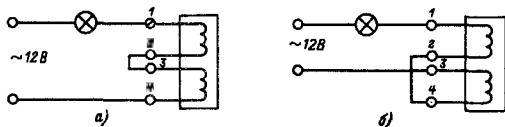


Рис. 6.31. Схема проверки полярности соединения обмоток электромагнитов

при достижении рабочим органом полного открытия или закрытия. Для этой цели все ИМ типов М, А — Д снабжены конечными (путевыми) выключателями, от действия которых в значительной мере зависят надежность и безаварийность работы запорной аппаратуры. В ИМ типов М, А конечные выключатели встроены в корпус электропривода. В ИМ типов Б — Д конечные выключатели размещаются в специальной коробке конечных выключателей типа УКВ-4 или ВП-4. В зависимости от числа оборотов шпинделя, необходимого для полного закрытия или открытия запорного органа, существует несколько вариантов исполнения коробки конечных выключателей. Они отличаются передаточными числами миниагрегатного редуктора, встроенного в коробку. Коробки конечных выключателей типа УКВ-4 или ВП-4 содержат по четыре микропереключателя типа МП-1, которые с помощью четырех кулачков, сидящих на общем валике, могут срабатывать в требуемых положениях запорного органа. Это обеспечивается соответствующей установкой рабочих кулачков при наладке ИМ. Такая конструкция позволяет использовать микропереключатели не только для отключения ИМ в крайних положениях рабочего органа, но и для сигнализации любого промежуточного или конечного положения, а также при необходимости осуществления блокировки данного запорного органа с другими агрегатами.

Для дистанционной передачи положения запорного органа коробки конечных выключателей может быть дополнена сельсин-датчиком типа БД-404А, работающим с сельсином-приемником типа БС-404А, устанавливаемым на щите управления, с которого производится дистанционное управление запорными органами.

Электроприводы типа М для дистанционной передачи положения рабочего органа вместо сельсинного устройства снабжены потенциометрическим датчиком. Сопротивление потенциометра ($100 \pm 2,5$) Ом, напряжение питания — не более 12 В.

По способу защиты ИМ от поломки (при заедании шпинделя, отказе конечного выключателя или попадании в запорный орган постороннего предмета), а также по способу обеспечения необходимой плотности закрытия запорных органов ИМ типов М, А — Д делятся на приводы с электрическим реле максимального тока и с электромеханической муфтой крутящего момента. Помимо защиты ИМ муфта предельного крутящего момента или электрическое реле максимального тока могут быть использованы для

принудительного уплотнения запорных органов там, где это диктуется технологическими требованиями. В этих случаях остановка электродвигателя при закрытии производится не конечными выключателями, а контактами муфты крутящего момента или токового реле, что обеспечивает необходимую плотность закрытия запорного органа при небольших силовых перегрузках. При наличии в силовых цепях, питающих электродвигатель ИМ, автоматического выключателя защита электродвигателя от перегрузок при заклинивании запорного органа в промежуточном положении может осуществляться за счет действия тепловых расцепителей самого выключателя.

Исполнительные механизмы типа МЭМ имеют конечные выключатели, выключатели муфты предельного крутящего момента, датчики обратной связи по положению выходного вала и узел питания дистанционного указателя положения. В качестве датчиков обратной связи по положению выходного вала в исполнительных механизмах МЭМ-0,63 и МЭМ-1,6 применены индукционные плавучерные датчики с напряжением питания 12 В, в механизмах МЭМ-4, МЭМ-10 и МЭМ-25 — реостатные датчики с активным сопротивлением 120 ± 10 Ом.

Основные технические требования к схемам управления. Электрические схемы управления многооборотными ИМ в общем случае должны удовлетворять следующим основным техническим требованиям:

1) схемы должны иметь защиту от перегрузок и коротких замыканий в силовых цепях электропривода, а также в цепях управления и сигнализации. При выполнении схем управления и сигнализации катушки магнитных пускателей должны присоединяться к нулевому проводу. Такое построение схем предотвращает их ложную работу при появлении «земли» в цепях управления;

2) схема управления должна исключать возможность одновременной подачи командных импульсов от устройств дистанционного и автоматического управления, а также возможность подачи питания на одну из катушек реверсивного магнитного пускателя при обтекании током второй катушки;

3) схемы управления из двух и более мест должны быть построены таким образом, чтобы была исключена возможность одновременного управления одним устройством из разных пунктов;

4) желательно, чтобы схема управления обеспечивала возможность остановки ИМ в любом промежуточном положении, а также возможность посылки команд как на

открытие, так и на закрытие. Указанное условие обеспечивает прекращение ошибочно начатой операции и возврат в исходное состояние, а также постепенное открытие или закрытие ИМ с непродолжительными остановами в промежуточных положениях, если это требуется по условиям технологического процесса;

5) нормально остановка ИМ в положении полного открытия или закрытия должна осуществляться с помощью конечных выключателей, разрывающих цепь питания соответствующей катушки реверсивного магнитного пускателя. Если запорные устройства требуют принудительного уплотнения при закрытии, остановка ИМ должна осуществляться, как указывалось выше, с помощью контактного устройства муфты предельного момента или токового реле;

6) схема управления запорным органом должна обеспечивать возможность как дистанционного управления со щита или с места, так и автоматического управления по команде от устройства регулирования или блокировки;

7) схема управления регулирующим устройством должна обеспечивать движение последнего только во время действия импульса дистанционного или автоматического управления.

На рис. 6.32 показана схема дистанционного управления ИМ запорного устройства без принудительного уплотнения при закрытии. Исполнительный механизм имеет одностороннюю муфту предельного крутящего момента. Подобные схемы обычно приме-

няют для управления ИМ запорных задвижек, к которым не предъявляют специальных требований по обеспечению высокой плотности закрытия.

В момент подачи командного импульса от кнопок дистанционного управления SB_2 или SB_3 подается питание на соответствующую катушку KM_1 и KM_2 реверсивного магнитного пускателя. Пускатель срабатывает и остается включенным через собственный блокировочный контакт KM_1 или KM_2 и контакты конечного выключателя SQ_1 (КВ0) или SQ_2 (КВ3). При достижении запорным органом положения полного открытия или закрытия соответствующий конечный выключатель разрывает цепь питания катушки пускателя и привод останавливается.

Для предотвращения одновременного включения обеих катушек магнитного пускателя помимо механической блокировки, которой снабжен пускатель, в схеме предусмотрена электрическая блокировка с помощью размыкающих контактов KM_2 или KM_1 . При случайном заклинивании запорного органа в промежуточном положении отключение электропривода осуществляется контактами муфты крутящего момента [на схеме показан контакт SQ_3 (КВМ3) односторонней муфты крутящего момента, действующий при движении запорного органа в сторону закрытия].

Кнопка SB_1 предназначена для остановки запорного органа в промежуточном положении при отмене действия ошибочно поданной команды. Использование кнопки SB_1

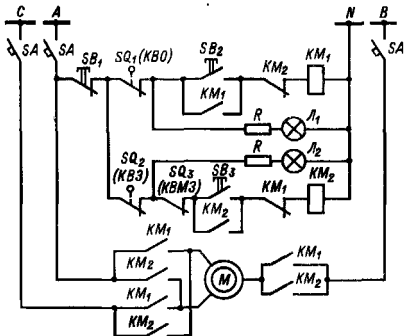


Диаграмма работы конечных выключателей

Обознач.	Закрыт	Ход	Открыт
SQ_1 (КВ0)	1-2		
	3-4		
	4-5		
	4-5		
SQ_2 (КВ3)	7-8		
	7-9		
	10-11		
	11-12		

Рис. 6.32. Схема дистанционного управления ИМ запорного органа без принудительного уплотнения при закрытии

для остановки ИМ в промежуточном положении на длительное время обычно не допускается по техническим условиям на запорные органы. Сигнальные лампы L_1 и L_2 обеспечивают сигнализацию соответственно закрытого и открытого положений запорного органа. В промежуточном положении одновременно горят две лампы, сигнализируя о перемещении запорного органа, но не указывая направления движения.

На рис. 6.33 приведена та же схема управления ИМ запорного органа, но с принудительным уплотнением при закрытии. Такие схемы широко применяют для дистанционного управления запорными вентилями, требующими принудительного «дожатия» при закрытии. В этой схеме размыкание в цепи питания катушки пускателя KM_2 при закрытии производится не контактами конечного выключателя, а контактами SQ_4 ($KBM3$) муфты крутящего момента.

При подаче импульса на закрытие пускатель KM_2 получает питание через собственный контакт и параллельно включенные контакты конечного выключателя SQ_3 ($KB3$) 7–8 и муфты крутящего момента SQ_4 ($KBM3$) 1–2. Перед полным закрытием запорного органа размыкаются контакты SQ_3 ($KB3$) 7–8. Катушка пускателя KM_2 при этом остается включенной через контакты SQ_4 ($KBM3$). При достижении необходимой плотности закрытия запорного органа момент сопротивления на валу становится больше предельного крутящего момента муфты, муфта срабатывает и кратковременно

размыкает контакт SQ_4 ($KBM3$) 1–2. Цепь катушки пускателя KM_2 при этом размыкается и ИМ останавливается.

Контакты конечного выключателя SQ_3 ($KB3$) 7–8 включены параллельно контактам SQ_4 ($KBM3$) 1–2, чтобы избежать остановки ИМ в промежуточном положении при случайных засаждениях запорного органа.

Отключение электродвигателя при заклинивании запорного органа в промежуточном положении осуществляется тепловым расцепителем автоматического выключателя SA , установленного в силовых цепях электродвигателя. Для предотвращения ошибочной подачи команды на закрытие уже полностью закрытого запорного органа, что может привести к его поломке, в цепь подачи импульса на закрытие включены контакты конечного выключателя SQ_2 ($KB3$) 10–12.

Схемы управления запорными органами, в которых для принудительного уплотнения при закрытии вместо муфты предельного момента используется реле максимального тока, строятся аналогично, только вместо контактов SQ_4 ($KBM3$) муфты устанавливаются размыкающие контакты токового реле. Эти контакты размыкают цепь питания катушки пускателя KM_2 при значении тока, протекающего через электродвигатель, выше номинального.

В схемах автоматического управления для исключения срабатывания реле максимального тока при пуске электродвигателя необходимо вводить дополнительные реле (в

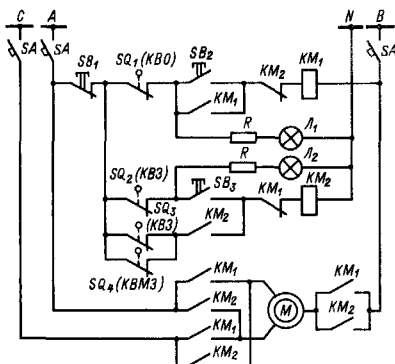


Диаграмма работы конечных выключателей

Обозначен.	Закр.	Ход	Откр.
SQ_1 ($KB0$)	1-2		
	1-3		
	4-5		
	4-6		
SQ_2 ($KB3$)	7-8		
	7-9		
	10-11		
	10-12		

Рис. 6.33. Схема дистанционного управления ИМ запорного органа с принудительным уплотнением при закрытии

том числе реле времени) для того, чтобы шунтировать на время пуска размыкающий контакт реле максимального тока.

На рис. 6.34 приведена наиболее универсальная и полная схема управления и сигнализации положения ИМ с принудительным уплотнением запорного органа при закрытии. Схема не только предусматривает возможность дистанционного управления со щита, но и обеспечивает автоматическое управление при действии устройств технологической блокировки и автоматики.

Сигнал на открытие или закрытие, поступающий от устройств автоматики, может быть не только импульсным, но и непрерывным. Отключение электродвигателя при заклинивании запорного органа в промежуточном положении происходит за счет действия теплового расцепителя автоматического выключателя, установленного в силовых цепях питания. В тех случаях, когда муфта предельного момента используется не для принудительного уплотнения запорного органа, а для защиты электродвигателя при заеда-

нии в промежуточных положениях, действие устройств автоматики должно иметь характер кратковременных импульсов.

Для прекращения действия ошибочно поданной команды, а также для кратковременной остановки запорного органа в промежуточном положении в схеме предусмотрена установка специального реле остановки К. Это реле срабатывает, если во время перемещения запорного органа ключ управления будет повернут оператором в направлении, соответствующем подаче команды на перемещение запорного органа в обратную сторону. После освобождения рукоятки ключа и его перехода в нейтральное положение схема возвращается в исходное состояние. Далее имеется возможность последующей отправки команды дистанционного управления на перемещение запорного органа в любую сторону: на открытие или закрытие.

Цепи включения ламп L_1 и L_2 обеспечивают сигнализацию следующих положений запорного органа: запорный орган

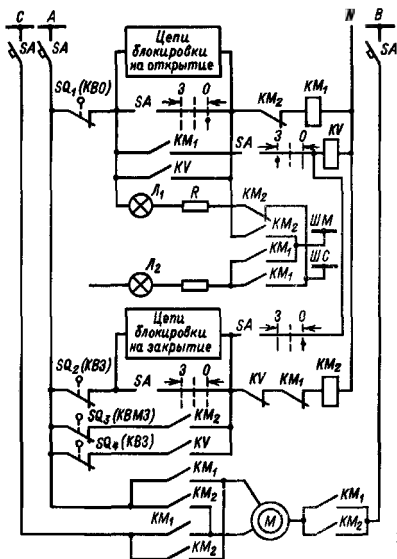


Диаграмма работы конечных выключателей

Обозначен.		Загр.	Ход	Откр.
SQ ₁ (KBO)	1-2			
	1-3			
	4-5			
	4-6			
SQ ₂ (KB3)	7-8			
	7-9			
	10-11			
	10-12			

Рис. 6.34. Схема дистанционного и автоматического управления многооборотным ИМ с принудительным уплотнением запорного органа при закрытии

полностью открыт — красная лампа горит ровным светом; запорный орган оставлен в промежуточном положении — ровным светом горят обе лампы; запорный орган перемещается в сторону открытия — красная лампа L_2 мигает (*ШМ* — шина мигания), а зеленая лампа L_1 горит ровным светом; запорный орган перемещается в сторону закрытия — зеленая лампа мигает, а красная горит ровным светом.

Присоединение сигнальных ламп к специальной шине сигнализации *ШС* предусматривает возможность эксплуатации шина управления с нормально погашенными лампами. Для включения или отключения сигнальных ламп по желанию оператора на щите управления устанавливаются переключатель, обеспечивающий соединение шины *ШС* с нулевым проводом. При этом должны

быть приняты меры, не допускающие объединения через шину *ШС* разных фаз или разных источников питания.

В схемах управления регулирующими многооборотными ИМ (рис. 6.35) отключение рабочих органов в конечных положениях обеспечивается соответствующими конечными выключателями. Схемы обеспечивают перемещение регулирующих устройств только во время подачи командных импульсов. В приведенной схеме контакт *SB* (*KP*) предназначен для отключения цепей управления при ручном воздействии на привод с помощью маховика. Перемещение запорного органа регулирующего устройства однозначно связано с перемещением движка потенциометра *ПД*. Для непрерывного контроля за степенью открытия регулирующего органа со щита управления в схемах предусмотре-

Таблица 6.12. Типы и уставки токовых реле для электроприводов исполнительных механизмов типа Б

Крутящий момент, кгс·м	Уставка, А, при напряжении, В		Тип реле	Режим работы
	220	380		
Электродвигатель типа АОС31-4Ф2, N = 0,6 кВт				
4	2,25	1,5	РТ40,6	Длительный
5	2,5	1,5		
6	3,0	1,7		
7	3,25	2,0		Повторно-кратковременный
8	4,0	2,5		
9	4,5	2,5		Кратковременный
10	5,0	3,0		
11	6,5	3,5	РТ40,10	
12	7,25	4,25		
12,5	8,25	4,75		
Электродвигатель типа АОС32-4Ф2, N = 1,0 кВт				
2,5	2,5	1,5	РТ40,6	Длительный
5,0	3,5	1,5		
7,5	3,5	2,0		
10	4,5	2,5		
12,5	5,0	3,0	РТ40,6	Повторно-кратковременный
15	6,5	3,5	РТ40,10	
17,5	7,5	4,5		Кратковременный
20	9,5	5,5		
22,5	12	7,0	РТ40,20	
25	14	8,0		

Таблица 6.13. Типы и уставки токовых реле для электроприводов исполнительных механизмов типа В

Крутящий момент, кгс·м	Уставка, А, при напряжении, В		Тип реле	Режим работы
	220	380		
20	7,0	4,0	РТ40/10	Повторно-кратковременный
22	7,5	4,5		
24	8,0	5,5		
25	8,5	5,0		
26	9,0	5,5		
28	9,5	5,5	РТ40/20	Кратковременный
30	10	6,0		
32	11	6,5		
34	12	7,0		
35	12,5	7,5		
36	13	7,5		
38	14	8,0		
40	15,5	9,0		
42	17	10		
44	19	11		
45	20	11,5		

Крутящий момент, кгс·м	Уставка, А, при напряжении, В		Тип реле	Режим работы
	220	380		

Электродвигатель типа АОС42-4Ф2, N = 2,8 кВт

30	8,5	5,0	РТ40/10	Повторно-кратковременный
35	10	6,0		
40	11	6,5	РТ40/20	
45	13	7,5		
50	14	8,0	РТ40/50	Кратковременный
55	16	9,5		
60	18	10,5		
65	20	11,5		
70	23	13		
75	26	15		
80	30	17		

Таблица 6.14. Типы и уставки реле для электроприводов исполнительных механизмов типов Г и Д

Крутящий момент, кгс·м	Уставка, А, при напряжении, В		Тип реле	Режим работы
	220	380		

Электродвигатель типа АОС51-4Ф2, N = 4,5 кВт

70	16,0	9,5	РТ40/20	Повторно-кратковременный
75	17,5	10,0		
80	18,0	10,5		
85	19,0	11,5		
90	20,0	11,5	РТ40/50	Кратковременный
95	22,5	13,0		
100	25,0	14,5		
105	26,5	15,5		
110	30,0	17,5		
110	34,0	19,5		
120	37,0	21,5		
125	40,0	23,5		
130	45,0	26,0		
135	48,0	27,5		
140	55,0	31,5		

Крутящий момент, кгс м	Уставка, А, при напряжении, В		Тип реле	Режим работы
	220	380		
Электродвигатель типа АОС52-4Ф2, N = 7 кВт				
130	31,0	18,0	РТ40/50	Кратковременный
135	32,5	19,0		
140	34,0	19,5		
145	35,0	20,0		
150	37,0	21,5		
155	38,0	22,0		
160	40,0	23,0		
165	41,0	23,5		
170	43,0	25,0		
175	45,0	27,0		
180	47,5	27,5		
185	50,0	29,0	РТ40,100	
190	52,5	30,0		
195	55,0	32,0		
200	58,0	33,5		
205	62,5	36,5		
210	67,5	39,0		
215	72,5	42,0		
220	76,0	44,0		
225	80,0	46,0		

Таблица 6.15 Типы и уставки токовых реле для электроприводов исполнительных механизмов типов В-Э и В-КЭ

Крутящий момент	Тип электропривода	Уставка реле, А, при напряжении, В		Тип реле
		220	380	
Электродвигатель типа АОЛ-22-4, N = 0,4 кВт				
4	В-Э-15 и В-КЭ-15	1,5	0,87	РТ40/6
5		1,54	0,89	
7,5		1,7	0,96	
10,5		1,8	1,04	
12,5		2,0	1,2	
15		2,3	1,4	
Электродвигатель типа АОС2-21-4, N = 1,3 кВт				
20	В-Э-50 и В-КЭ-50	3,8	2,2	РТ40/10
30		4,3	2,5	
40		5,0	2,9	
50		6,0	3,5	
Электродвигатель типа АОС2-31-4, N = 3,0 кВт				
50	В-Э-100	7,6	4,4	РТ40/20
60		8,5	4,9	
70		9,4	5,4	
80		10,0	5,8	
90		10,7	6,2	
100		12,0	7,0	

Крутящий момент	Тип электропривода	Уставка реле, А, при напряжении, В		Тип реле
		220	380	

Электродвигатель типа АОС-31-4, N = 3,0 кВт

85	В-Э-130 и В-КЭ-130	10,4	6,0	РТ40/50
100		11,0	6,4	
115		13,3	7,7	
130		14,8	8,6	

Электродвигатель типа АОС2-41-4, N = 5,2 кВт

85	В-Э-180 и В-КЭ-130	11,8	6,8	РТ40/30
100		13,0	7,6	
120		15,0	8,7	
140		16,8	9,7	
160		19,2	11,0	
180		21,0	12,2	

Электродвигатель типа АОС2-61-4, N = 14,5 кВт

260	В-Э-400	46,3	26,8	РТ40/100
300		53,0	30,6	
350		64,00	37,0	
400		71,0	41,0	

Электродвигатель типа АОС2-72-4, N = 28,5 кВт

450	В-Э-640	86,5	50,0	РТ140/200
500		95,0	55,0	
600		104,0	60,0	
640		116,0	67,0	

трены дистанционные указатели положения УЛ.

Типы и уставки настройки реле максимального тока для некоторых ИМ приведены в табл. 6.12—6.15.

Проверка электрической схемы. Перед пуском ИМ необходимо тщательно проверить монтаж электрической системы, так как ошибка в ней может вызвать поломку запорного органа или привода. Проверку цепей управления и сигнализации следует производить при отключенном электродвигателе на его зажимах.

Рассмотрим последовательность проверки цепей управления и сигнализации на примере, приведенном на рис. 6.34.

1. Устанавливают вручную затвор задвижки в среднее положение.

2. Снимают крышку путевого выключателя, а также кожух магнитного пускателя.

3. Подают напряжение в цепь управления.

4. Поворачивают ключ управления в положение «О» (Открыто); при этом должен

включиться контактор открытия, а лампа L_2 должна мигать.

5. Нажимают на концевой выключатель SQ_1 (КВЗ); при этом контактор открытия должен отключиться, а сигнальная лампа L_2 должна погаснуть (если шина ШС не соединена с нулевым проводом).

6. Поворачивают ключ управления в положение «З» (Закрыто); при этом должен включиться контактор закрытия, а лампа L_1 должна мигать.

7. Нажимают одновременно на концевой выключатель SQ_2 (КВЗ) и выключатель SQ_3 (КВМЗ) муфты крутящего момента (или токового реле); при этом контактор закрытия должен отключиться.

8. Проверяют отключение контакторов с помощью реле останова К.

9. Проверяют соответствие направления вращения вала электродвигателя требуемому. Для этого необходимо:

а) установить по шкале указатель затвора задвижки в среднее положение;

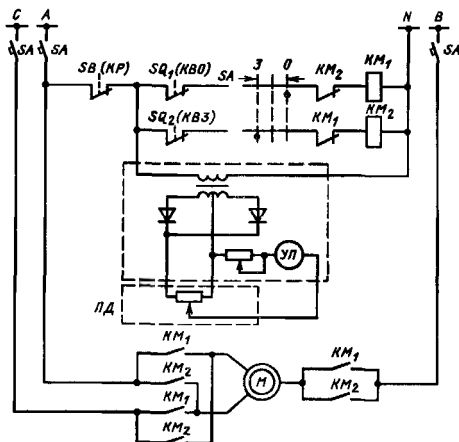


Рис. 6.35. Схема управления многооборотным регулирующим ИМ

б) подать напряжение в цепь управления и в силовую цепь;

в) повернуть ключ управления в положение «О» и следить за стрелкой указателя; если стрелка указателя перемещается в сторону закрытия, то необходимо остановить привод, в силовой цепи электродвигателя поменять местами две фазы и вторично проверить направление вращения.

Окончательная регулировка ИМ производится после проверки силовой цепи и цепей управления при наличии гидравлического давления в трубопроводе, на котором установлена задвижка.

Производят регулировку путевого выключателя. Для этого ИМ включают в сторону открытия. При подходе стрелки указателя к положению «О» электродвигатель должен отключиться. При помощи маховика проверяют наличие зазора между штоком затвора и крышкой задвижки (при отключении электродвигателя шток затвора не должен упираться в крышку). Если окажется, что шток затвора упирается в крышку задвижки, то его необходимо несколько опустить поворотом маховика и вновь отрегулировать положение кулачка открытия. После проверки положения «О» проверяют работу выключателя при перемещении ИМ на закрытие. В положении «З» кулачок должен обеспечить

полное закрытие задвижки. При регулировке и опробовании путевого выключателя в положение «З» выключатель муфты крутящего момента в схеме управления с принудительным уплотнением должен быть разомкнут

Однооборотные исполнительные механизмы

К однооборотным ИМ относятся механизмы, угол поворота выходного вала которых не превышает 360° . Они применяются для перемещения различных регулирующих органов в системах дистанционного и автоматического управления. Однооборотные ИМ работают с контактными и бесконтактными пусковыми устройствами. Выпускается много типов и разновидностей однооборотных ИМ.

Исполнительные механизмы типа МЭО. Выпускается несколько модификаций этих ИМ, которые характеризуются тремя величинами: $M_{\text{кр}} -$ номинальным крутящим моментом на выходном валу, кгс·м; $T_{\text{им}} -$ номинальным временем полного хода выходного вала ИМ — от минимума до максимума, с; $\Phi_{\text{им}} -$ номинальным полным ходом выходного вала ИМ, об. Иногда дополнительно указывается год модификации.

Модификации МЭО имеют диапазон значений указанных величин:

$M_{\text{кр}} = 4, 10, 25, 63, 160, 400 \text{ кгс} \cdot \text{м}$;
 $T_{\text{им}} = 10, 25, 63, 160 \text{ с}$; $\text{Фим} = 0,25; 0,63 \text{ об}$.
Например, модификация МЭО-4/25-0,63-68 имеет следующие параметры: $M_{\text{кр}} = 4 \text{ кгс} \cdot \text{м}$; $T_{\text{им}} = 25 \text{ с}$; $\text{Фим} = 0,63 \text{ об}$; год модификации 1968.

Исполнительные механизмы типа МЭО рассчитаны на бесконтактное управление с помощью реверсивного тиристорного пускателя ПБР-2 или магнитного усилителя типа УМД. Допускается также контактное управление с помощью магнитных пускателей МКР-0-58 или ПМРТ-69. В МЭО применен однофазный асинхронный конденсаторный двигатель типа ДАУ, отличающийся малой инерционностью, высокой надежностью и способностью длительно работать на упор. Последнее обстоятельство позволяет исключить из схемы управления МЭО защитные концевые выключатели, роль которых отведена настраиваемым концевым механическим упорам.

Тормозное устройство в МЭО имеет электромагнитный привод в виде соленоида, включенный параллельно обмотке управления двигателя. Соленоид воздействует на тормозную колодку вала электродвигателя.

МЭО оснащается двумя индуктивными датчиками положения, располагаемыми в блоке датчиков БДИ-6, в котором, кроме того, находятся четыре микроньключателя с двумя независимыми цепями каждый. Выпускаются МЭО и с другими модификациями датчиков положения: реостатным БДР-П; индуктивным с устройством люфт БДИ-БЛ; токовым БДТ, состоящим из блока датчиков магнитных БДМ-2 и блока усилителей БУ-2.

Исполнительные механизмы типов МЭОК и МЭОБ. Исполнительный механизм МЭОК рассчитан на контактное управление от пускателя ПМРТ; МЭОБ рассчитан на бесконтактное управление от тиристорного пускателя У-101. Все ИМ имеют номинальный угол поворота 90° (0,25 об.).

В исполнительных механизмах МЭОК и МЭОБ установлены трехфазные асинхронные электродвигатели типа АОЛ с короткозамкнутым ротором. Исполнительный механизм МЭОК состоит из двух частей: электродвигателя типа РМ (с редуктором малой модели) или типа РБ (с редуктором большой модели) и блока типа БС, выпускаемого в трех модификациях.

В блоке БС-1 имеется одна пара концевых и одна пара путевых выключателей и реостатный датчик ДР дистанционного указателя положения сопротивлением 250 Ом. Блок БС-2 кроме элементов, имеющихся в БС-1, содержит дифференциально-трансформаторный датчик (ДТД) положения для введения обратной связи в систему регулирования. Блок БС-3 отличается от БС-2 тем, что перемещение выходного вала передается к плунжеру дифференциально-трансформаторного датчика через устройство типа люфт, допускающее регулировку перемещения плунжера в пределах 20–100% полного угла поворота выходного вала. Торможение МЭОК выполняется электроконденсаторным способом с помощью контактов пускателя.

Исполнительный механизм МЭОБ содержит электродвигатель с редуктором СЭ-25/120 или СЭ-100/120 и блок сервомоторов БС. Редуктор СЭ отличается от РМ или РБ тем, что имеет встроенное тормозное устройство с электромагнитным приводом ТЭМ, соединенное через жесткую муфту с валом электродвигателя. Обмотки электромагнита тормозного устройства подключены параллельно одной из обмоток электродвигателя.

В общем случае наладка схем управления однооборотных ИМ во многом аналогична наладке схем управления многооборотных ИМ. При наладке регулируют положения концевых и путевых выключателей, настраивают указатели положения выходного вала в соответствии с ходом регулирующего органа, фазируют силовые цепи и цепи управления, определяют статические характеристики датчиков положения.

Следует обратить внимание на то, что в связи с переходом от магнитных усилителей УМД к тиристорным пускателям ПБР-2 в конструкции исполнительных механизмов МЭО произведены изменения. Исполнительные механизмы модификации МЭО-68 оснащаются электродвигателями ДАУ с симметричными обмотками. Пускатели ПБР-2 имеют три модификации: ПБР-2-1 управляет пассивным входным сигналом путем замыкания соответствующих пар зажимов и не имеет выхода для электромагнитного тормоза, т. е. может применяться только с ИМ, имеющими механический тормоз; ПБР-2-2 отличается от ПБР-2-1 тем, что может управлять пассивным (0) и активным (24 В) сигналами; ПБР-2-3 отличается от ПБР-2-2 тем, что имеет выход для управления электромагнитным тормозом МЭО-68.

ПАРАМЕТРИЧЕСКАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ АВТОМАТИЧЕСКИХ СИСТЕМ РЕГУЛИРОВАНИЯ

7.1. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ОБЪЕКТОВ РЕГУЛИРОВАНИЯ И ВОЗМУЩЕНИЙ

Для определения оптимальных параметров настройки регуляторов (параметрической оптимизации АСР) необходимы сведения о статических и динамических характеристиках объектов регулирования и действующих в АСР возмущений. Эти характеристики могут быть получены либо аналитически, либо экспериментально. Ввиду недостаточной изученности объектов регулирования и необходимости принимать при их математическом описании ряд упрощающих предположений наиболее достоверными следует признать статические и динамические характеристики объектов регулирования, полученные экспериментально. Статические характеристики действующих в АСР возмущений могут быть получены только в результате эксперимента.

Выбор метода экспериментального исследования действующего объекта определяется характером поставленной задачи, допустимыми по технологическим требованиям отклонениями исследуемых величин, характером эксплуатационных возмущений. При этом получение искомого характеристик возможно путем пассивного и активного экспериментов.

Метод пассивного эксперимента основан на регистрации контролируемых параметров процесса в режиме нормальной работы объекта без внесения в него каких-либо преднамеренных возмущений. Метод активного эксперимента основан на использовании искусственных возмущений, вводимых в объект по заранее спланированной программе.

Введение искусственных возмущений позволяет целенаправленно и достаточно быстро определять искомые характеристики. Однако чтобы исключить влияние естественного шума, искусственные возмущения должны быть значительными. Для многих объектов введение таких искусственных возмущений оказывается недопустимым, так как при этом возможны нарушения технологического режима.

Объем экспериментальных работ существенно зависит от цели исследования. Так, для определения оптимальных настроек регу-

ляторов достаточно определить частотные или переходные характеристики объекта по каналу регулирования при максимальной, средней и минимальной нагрузках (если характеристики зависят от нагрузок). Для оценки максимальной ошибки регулирования в дополнение к этому необходимо определить переходную характеристику по каналу наиболее опасного возмущающего воздействия.

Определение статических характеристик объектов регулирования

Пассивный эксперимент сводится к регистрации большого числа случайных изменений входных величин $x_i(t)$ и соответствующих им изменений выходных величин $y_i(t)$ (рис. 7.1). Для обработки результатов наблюдений используют аппарат корреляционного и регрессионного анализов.

Рассмотрим зависимость между случайными величинами x и y , представленную в виде некоторой таблицы наблюдений значений x и y . Переносим табличные значения x и y на плоскость xy , получаем как называемое поле корреляции (рис. 7.2, а). Разобьем диапазон изменения x на m равных интервалов Δx . Все точки, попавшие в интервал Δx_i , отнесем к середине интервала x_i ; в результате получаем трансформированное поле корреляции (рис. 7.2, б).

Определим частичные средние арифметические $\bar{y}_i$ для каждого значения x_i :

$$\bar{y}_i = \frac{1}{n_i} \sum_{k=1}^{n_i} y_{ik} \quad (7.1)$$

где n_i — число точек, оказавшихся в интервале Δx_i , причем $\sum_{i=1}^m n_i = N$; N — общее число наблюдений.

Соединим последовательно точки с координатами $\bar{x}_i$ и $\bar{y}_i$ отрезками прямых. Полученная ломаная линия называется эмпирической линией регрессии y по x ; она показывает, как в среднем меняется y с изменением x . Предельное положение эмпирической линии регрессии, к которому она стремится при неограниченном увеличении числа наблю-

Таблица 7.1. Журнал наблюдений

Номер наблюдения	Наблюдаемые значения параметров						
	y	x_1	x_2	...	x_k	...	x_n
1	y_1	x_{11}	x_{21}	...	x_{k1}	...	x_{n1}
...	...	...	...	...	...	...	...
k	y_k	x_{1k}	x_{2k}	...	x_{kk}	...	x_{nk}
...	...	...	...	...	...	...	...
N	y_N	x_{1N}	x_{2N}	...	x_{kN}	...	x_{nN}

причем

$$r_{jk} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \varepsilon_{ji} \varepsilon_{ki}; \quad r_{yj} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \varepsilon_{ji} \varepsilon_{ji}. \quad (7.10)$$

В матричной форме система уравнений (7.9) записывается в виде

$$A = BC, \quad (7.11)$$

где

$$A = \begin{pmatrix} r_{y1} \\ r_{y2} \\ \vdots \\ r_{yn} \end{pmatrix}; \quad B = \begin{pmatrix} 1 & r_{12} & \dots & r_{1n} \\ r_{21} & 1 & \dots & r_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_{n1} & r_{n2} & \dots & 1 \end{pmatrix};$$

$$C = \begin{pmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ \vdots \\ \beta_n \end{pmatrix}.$$

Решение уравнения (7.11) имеет вид

$$C = AB^{-1}, \quad (7.12)$$

где B^{-1} — обратная матрица, способы нахождения которой приведены в § 1.5.

Найденные коэффициенты $\beta_1, \dots, \beta_n$ показывают сравнительную степень влияния каждой переменной x на величину y . Для практического использования полученных результатов необходимо вернуться к масштабу величин уравнения (7.6). Коэффициенты уравнения (7.6) определяют по формулам

$$a_j = \beta_j \sigma_y / \sigma_{x_j}; \quad a_0 = y_{cp} - \sum_{j=1}^n a_j x_j, \quad (7.13)$$

где $j = 1, 2, 3, \dots, n$.

Мерой тесноты связи для множественной корреляции служит множественный коэф-

фициент корреляции

$$R_{yx_1 x_2 \dots x_n} = \sqrt{\beta_1^2 r_{y1} + \beta_2^2 r_{y2} + \dots + \beta_n^2 r_{yn}}. \quad (7.14)$$

Достоверность найденной статической математической модели в значительной мере зависит от организации эксперимента. Здесь следует придерживаться следующих рекомендаций.

Если исследуемые переменные $x_1, \dots, x_n$ представляют собой непрерывные случайные процессы, то время между соседними измерениями по каждой переменной необходимо выбирать не менее времени затухания ее корреляционной функции. Переменные $x_1, \dots, x_n$ должны изменяться практически независимо друг от друга. Общее число опытов должно быть больше числа определяемых коэффициентов управления в 10—30 раз. Погрешность измерения каждого параметра должна быть пренебрежимо мала по сравнению с диапазоном его изменения на интервале наблюдения.

Особенно важное значение при определении статических характеристик объектов регулирования методами пассивного эксперимента имеет учет динамических свойств объектов. Неучтенная динамика объекта может привести к существенным погрешностям, причем настолько большим, что применение полученных уравнений окажется бессмысленным.

Учет динамических свойств объектов при отыскании его статических характеристик методом пассивного эксперимента сводится:

1) к определению оптимального времени сдвига $\Delta t_{\text{опт}}$ между моментами регистрации входной x и выходной y величин; для этого определяется взаимная корреляционная функция $R_{yx}(\tau)$ процессов $x(t)$ и $y(t)$; значение $\Delta t_{\text{опт}}$ выбирается равным значению t_m , соответствующему максимуму $R_{yx}(\tau)$;

2) к вычислению минимального значения относительной погрешности

$$\sigma_{\text{отн мин}}^2 / \sigma_y^2 = 1 - R_{yx}^2(\Delta t_{\text{опт}}) / (\sigma_x^2 \sigma_y^2) \quad (7.15)$$

Для построения математической модели объекта в свете сформулированных выше требований к матрице S применяют *полный факторный эксперимент (ПФЭ)* со следующими основными этапами: планирование эксперимента, проведение эксперимента, проверка воспроизводимости, получение математической модели объекта с проверкой статистической значимости коэффициентов регрессии, проверка адекватности математического описания.

Планирование эксперимента. Математическое описание обычно осуществляется в окрестностях какого-то базового режима $Y_6 = f(X_{61}, X_{62}, \dots, X_{6n})$ и может быть получено варьированием каждого из факторов X_i на двух уровнях, отличающихся от базового на шаг варьирования $\pm \Delta X_i$. Значение ΔX_i выбирается таким, чтобы приращение ΔY_6 к базовому значению Y_6 можно было выделить на фоне шума при небольшом числе параллельных опытов.

Полным факторным экспериментом называется эксперимент, реализующий все возможные неповторяющиеся комбинации уровней n независимых переменных, каждая из которых принудительно варьируется на двух уровнях. Число этих комбинаций $N = 2^n$ определяет тип планирования.

Преобразуем X_i к безразмерной форме:

$$x_i = (X_i - X_{6i})/\Delta X_i. \quad (7.27)$$

В отклонениях от базового режима $y = (Y_i - Y_6)/\Delta Y_6$ математическое описание модели объекта будет определяться зависимостью

$$y = f(x_1, x_2, \dots, x_n), \quad (7.28)$$

где n — число факторов.

При использовании в (7.27) только верхних и нижних уровней варьирования значения x_i будут соответственно равны $+1$ и -1 (обозначаются в дальнейшем просто «+» и «-»), что значительно упрощает построение матрицы планирования.

Рассмотрим на примере трехфакторной задачи, являющейся предельной для большинства технических задач, методику планирования ПФЭ. Для трехфакторной задачи теоретическое уравнение регрессии (7.17) с учетом (7.16) имеет вид

$$y^* = b_0 + \sum_{i=1}^3 b_i x_i + \sum_{i,j} b_{ij} x_i x_j + b_{123} x_1 x_2 x_3. \quad (7.29)$$

Уравнение (7.29) в координатах z аналогично уравнению (7.19) записывается в виде

$$y^* = \sum_{i=0}^7 b_i z_i, \quad (7.30)$$

где

$$\left. \begin{aligned} z_0 &= x_0; \quad z_1 = x_1; \quad z_2 = x_2; \quad z_3 = x_3, \\ z_4 &= x_1 x_2; \quad z_5 = x_1 x_3; \quad z_6 = x_2 x_3, \\ z_7 &= x_1 x_2 x_3. \end{aligned} \right\} \quad (7.31)$$

Для определения коэффициентов b_i должно быть проведено $N = 2^3 = 8$ опытов в соответствии с матрицей планирования полного факторного эксперимента, представленной в табл. 7.2, которая составляется по следующему правилу:

1) каждая g -я строка матрицы соответствует набору варьируемых значений факторов x_i , осуществляемых в данном опыте,

2) вводится фиктивная переменная $x_0 = z_0 = +1$;

3) в первом опыте ($g = 1$) варьируемые переменные должны находиться на нижнем уровне, т. е. $x_1 = -1$, $x_2 = -1$, $x_3 = -1$;

4) последующие строки матрицы планирования выбирают по правилу: при построчном переборе всех вариантов частота смены знака варьируемых переменных для каждой последующей переменной должна быть вдвое меньше, чем для предыдущей.

Столбцы z_1, z_2, z_3 образуют собственно планирование, так как остальные элементы матрицы получаются из исходных соответствующим перемножением.

Таблица 7.2. Матрица планирования ПФЭ типа 2^3

g	z_0	z_1	z_2	z_3	z_4	z_5	z_6	z_7	Кодовое обозначение
	x_0	x_1	x_2	x_3	$x_1 x_2$	$x_1 x_3$	$x_2 x_3$	$x_1 x_2 x_3$	
1	+	-	-	-	+	+	+	-	(1)
2	+	+	-	-	-	-	+	+	a
3	+	-	+	-	-	+	-	-	b
4	+	+	+	-	+	-	-	+	ab
5	+	-	-	+	+	+	-	+	c
6	+	+	-	+	-	+	+	-	ac
7	+	-	+	+	-	-	+	-	bc
8	+	+	+	+	+	+	+	+	abc

Кроме приведенной формы матрицы планирования применяется также строчная кодовая запись. В этом случае каждой строке матрицы планирования присваивается кодовое обозначение. Варьируемым переменным x_1, x_2, x_3 присваиваются буквы кода a, b, c . Наличие букв в коде строки говорит о том, что в данном опыте соответствующие переменные равны $+1$. Символ (1) означает, что в данном опыте все переменные равны -1 .

Приведенная в табл. 7.2 матрица планирования с помощью кодовых обозначений может быть записана в одну строку:

(1), a, b, ab, c, ac, bc, abc .

По аналогичному методу могут быть построены матрицы планирования $2^4, 2^5$ и т. д.

Проведение эксперимента. Перед проведением эксперимента предварительно стабилизируют режим работы объекта. Регистрация величины y в каждом опыте начинается через время T после изменения переменных x_i в соответствии с матрицей планирования эксперимента, т.е. T — время окончания переходного процесса в объекте, определяемое заранее по предварительным экспериментам.

Поскольку выходная величина y является случайной, то в каждой точке $Z(z_1, z_2, \dots)$ приходится проводить m параллельных опытов и результаты наблюдений $y_{g1}, \dots, y_{gm}$ усреднять по выражению

$$\bar{y}_g = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m y_{gi}. \quad (7.32)$$

Тогда эксперимент делится на m серий опытов ($m = 4 + 6$), в каждой из которых полностью реализуется матрица планирования. Для исключения систематических погрешностей перед постановкой эксперимента на объекте необходимо рандомизировать варианты варьирования факторов в каждой из m серий, т.е. с помощью таблицы случайных чисел определить последовательность реализации матрицы планирования в каждой из серий опытов.

Рандомизация производится в следующем порядке: для каждой серии опытов из табл. 7.3 выбирают любой из столбцов чисел, которые и определяют последовательность реализации матрицы планирования эксперимента в данной серии опытов. Например, для первой серии опытов выбран первый столбец: это значит, что в этой серии опыт $g = 1$ (см. табл. 7.2) реализуется первым, опыт $g = 2$ — шестым, опыт $g = 3$ — пятым и т. д. Аналогично рандо-

Таблица 7.3. Выборка равномерно распределенных случайных чисел для определения очередности реализации опыта

g	Очередность реализации опыта в серии							
1	1	5	4	2	3	8	5	3
2	6	3	7	5	7	5	1	1
3	5	7	5	3	1	1	7	5
4	8	2	1	6	4	4	4	4
5	2	4	8	1	2	2	8	7
6	7	1	3	7	6	3	3	8
7	4	8	6	8	8	7	6	2
8	3	6	2	4	5	6	2	6

мизируют испытания во второй и других сериях опытов.

Таблица 7.3 может быть использована и при планировании двухфакторного эксперимента, когда находится зависимость y от величин x_1 и x_2 . Для этого планируется ПФЭ типа 2^2 с числом опытов 4 в каждой серии. В этом случае из столбцов и строк табл. 7.3 выписывают числа от 1 до 4 в том порядке, в котором они следуют в таблице.

Проверка воспроизводимости. Для проверки воспроизводимости находят оценки дисперсий

$$\sigma_g^2 = \frac{1}{m-1} \sum_{i=1}^m (y_{gi} - \bar{y}_g)^2 \quad (7.33)$$

и вычисляют значение критерия Кохрена

$$G_{\max} = \sigma_{g_{\max}}^2 / \left(\sum_{g=1}^N \sigma_g^2 \right), \quad (7.34)$$

где $\sigma_{g_{\max}}^2$ — максимальное значение из всех σ_g^2 .

Для воспроизводимости эксперимента необходимо и достаточно, чтобы найденное по (7.34) значение критерия Кохрена было меньше некоторого его критического значения $G_{кр}$. Критическое значение критерия Кохрена определяют по табл. 7.4 в зависимости от числа степеней свободы v_1 и v_2 , имевших место в эксперименте для определения соответственно числителя и знаменателя в выражении (7.34).

В общем случае под числом степеней свободы понимается разность чисел имеющихся статистических данных n в эксперименте и наложенных на них связей r :

$$v = n - r. \quad (7.35)$$

В данном случае для числителя выражения (7.34) согласно (7.33) число статисти-

Таблица 7.4 Критические значения критерия Кохрена $G_{кр}$

v_2	Критическое значение критерия при числе степеней свободы v_1							
	1	2	3	4	5	6	7	8
2	0,9985	0,9750	0,9392	0,9057	0,8584	0,8534	0,8332	0,8159
3	0,9669	0,8709	0,7977	0,7457	0,7071	0,6771	0,6330	0,6333
4	0,9065	0,7679	0,6841	0,6287	0,5895	0,5598	0,5365	0,5175
5	0,8412	0,6838	0,5981	0,5440	0,5063	0,4783	0,4564	0,4387
6	0,7808	0,6161	0,5321	0,4803	0,4447	0,4184	0,3980	0,3817
7	0,7271	0,5612	0,4800	0,4307	0,3907	0,3726	0,3555	0,3384
8	0,6798	0,5157	0,4377	0,3910	0,3595	0,3362	0,3185	0,3043

Таблица 7.5. Значения критерия Стьюдента $t_{кр}$ при уровне значимости $q = 5\%$

v	$t_{кр}$	v	$t_{кр}$	v	$t_{кр}$	v	$t_{кр}$	v	$t_{кр}$
1	12,71	12	2,18	23	2,07	38	2,02	80	1,99
2	4,30	13	2,16	24	2,06	40	2,02	90	1,99
3	3,18	14	2,14	25	2,06	42	2,02	100	1,98
4	2,78	15	2,13	26	2,06	44	2,02	120	1,98
5	2,57	16	2,12	27	2,05	46	2,01	150	1,97
6	2,45	17	2,11	28	2,05	48	2,01	200	1,97
7	2,36	18	2,10	29	2,05	50	2,01	250	1,97
8	2,31	19	2,09	30	2,04	55	2,00	300	1,97
9	2,28	20	2,09	31	2,04	60	2,00	400	1,97
10	2,23	21	2,08	34	2,03	65	2,00	500	1,96
11	2,20	22	2,07	36	2,03	70	1,99	600	1,96

ческих данных $n = m$ и число наложенных связей $r = 1$, так как оценка дисперсии производится с использованием оценки среднего значения $\bar{y}_g$, которая может быть представлена как линейная комбинация y_{gi} .

С учетом этого $v_1 = m - 1$.

Для знаменателя выражения (7.33) $v_2 = N$.

Если вычисленное значение $G_{\max}$ окажется меньшим значения $G_{кр}$, найденного по табл. 7.4 для $v_1 = m - 1$ и $v_2 = N$, то признается воспроизводимость эксперимента и вычисляется дисперсия воспроизводимости:

$$\sigma_j^2 = \frac{1}{N} \sum_{g=1}^N \sigma_g^2. \quad (7.36)$$

Если $G_{\max} > G_{кр}$, то необходимо признать невозможность воспроизводимости эксперимента относительно управляемых переменных из-за флуктуаций неуправляемых и неконтролируемых переменных, создающих большой шум. В этом случае необходимо увеличить число m параллельных опытов.

Получение математической модели объекта с проверкой статистической значимости

коэффициента регрессии. Для математической модели объекта, определяемой уравнением регрессии (7.30), оценки коэффициентов b_i определяют по выражению

$$b_i = \frac{1}{N} \sum_{g=1}^N z_{gi} \bar{y}_g, \quad i = 0, 1, 2, \dots, n. \quad (7.37)$$

После определения оценок коэффициентов b_i необходимо проверить гипотезу об их значимости. Проверку этой гипотезы проводят с помощью t -критерия Стьюдента

$$t_i = |b_i| / \sigma_{b_i} \quad (7.38)$$

где $|b_i|$ — модуль коэффициента b_i , σ_{b_i} — среднеквадратическая погрешность определения коэффициента b_i , причем

$$\sigma_{b_i} = \sqrt{\sigma_j^2 / mN}; \quad (7.39)$$

здесь σ_j^2 — дисперсия выходной величины y ; N — общее число наблюдений (число точек факторного пространства, в которых производят эксперимент); m — число дублирующих опытов (серий опытов).

Таблица 7.6. Значения $F_{кр}$ -критерия Фишера при уровне значимости $q = 5\%$

ν_2	Значение $F_{кр}$ -критерия Фишера при числе степеней свободы ν_1							
	1	2	3	4	5	6	7	8
1	16211	20000	21615	22500	23056	23437	23715	23925
2	198,5	199,0	199,1	199,2	199,3	199,3	199,3	199,3
3	55,55	49,79	47,46	46,19	45,39	44,83	44,43	44,12
4	31,33	26,28	24,25	23,15	22,45	21,97	21,62	21,35
6	18,63	14,54	12,91	12,02	11,46	11,07	10,78	10,56
8	14,68	11,04	9,596	8,805	8,301	7,952	7,694	7,496
10	12,82	9,427	8,080	7,342	6,872	6,544	6,302	6,115
12	11,75	8,509	7,225	6,521	6,071	5,757	5,524	5,345
14	11,06	7,921	6,680	5,998	5,562	5,257	5,031	4,856
16	10,57	7,513	6,303	5,537	5,211	4,913	4,692	4,520
18	10,21	7,214	6,027	5,374	4,956	4,662	4,444	4,275
20	9,943	6,986	5,817	5,174	4,761	4,472	4,256	4,090
22	9,727	6,806	5,652	5,016	4,608	4,322	4,109	3,944
24	9,551	6,661	5,519	4,889	4,485	4,201	3,990	3,826
26	9,405	6,540	5,409	4,785	4,384	4,102	3,892	3,729
28	9,283	6,440	5,317	4,697	4,299	4,019	3,811	3,648
30	9,179	6,354	5,238	4,623	4,227	3,949	3,741	3,580
40	8,827	6,066	4,975	4,373	3,986	3,712	3,508	3,349
60	8,494	5,795	4,729	4,139	3,760	3,491	3,291	3,134
120	8,179	5,539	4,497	3,920	3,548	3,284	3,087	2,933

Если полученное по (7.38) значение t , превышает некоторое критическое значение $t_{кр}$, то коэффициент b_i признается значимым.

Критическое значение $t_{кр}$ определяют по табл. 7.5 в зависимости от числа степеней свободы $\nu = (m - 1)N$ и заданного уровня значимости q , обычно при расчетах q принимают равным 5%.

Если какой-либо коэффициент b_i окажется незначимым, то он может быть отброшен без пересчета всех остальных. После этого математическая модель составляется в виде уравнения связи y^* и x_i , включающего в себя только значимые коэффициенты.

Проверка адекватности математического описания. Для проверки адекватности представления результатов эксперимента найденному уравнению регрессии оценивают отклонение предсказанной этим уравнением выходной величины y от результатов эксперимента $\bar{y}_j$ в точках факторного пространства Z_j .

Проверку адекватности проводят с использованием F -критерия Фишера. Для этого вычисляют оценку дисперсии неадекватности

$$\sigma_{неад}^2 = \frac{1}{N - d} \sum_{j=1}^N (\bar{y}_j - y_j^*)^2, \quad (7.40)$$

где N — число точек факторного пространства; d — число членов уравнения регрессии; y_j^* — значение выходной величины, полученное из уравнения регрессии в точке Z_j факторного пространства; $\bar{y}_j$ — среднее значение

выходной величины по результатам эксперимента в точке Z_j .

F -критерий Фишера определяют по выражению

$$F = \sigma_{неад}^2 / \sigma_y^2, \quad (7.41)$$

где $\sigma_{неад}^2$ — дисперсия неадекватности; σ_y^2 — дисперсия воспроизводимости (7.36).

Если вычисленное значение критерия меньше $F_{кр}$, найденного по табл. 7.6 при $\nu_1 = N - d$ и $\nu_2 = N(m - 1)$ при заданном уровне значимости q (обычно $q = 5\%$), то принимают гипотезу об адекватности.

Если гипотеза адекватности отвергается, то уравнение связи необходимо искать в более сложной форме или эксперимент проводить с меньшим шагом варьирования Δx_i .

Определение динамических характеристик объектов регулирования

При подготовке и планировании эксперимента по определению динамических характеристик проводят анализ полученных статистических характеристик. По статическим характеристикам выбирают близкие к линейным режимы работы объекта и значения допустимых по технологическим условиям входных воздействий. Для проведения эксперимента объект оснащают необходимой контрольно-измерительной аппаратурой. При экспериментах желательно применять измерительную и регистрирующую аппаратуру с линейными статическими характеристиками, обеспечивающими постоянство КЧХ в диапазоне

рабочих частот объекта (от нуля до частоты среза $\omega_{\text{среда}}$).

Аналогичные требования предъявляют и к датчикам, предназначенным для измерения входной и выходной величин. При определении динамических характеристик объектов целесообразно применять датчики, используемые в АСР. В этом случае знать динамические характеристики датчиков не обязательно. При планировании эксперимента выбирают метод исследования динамики объекта, а также вид испытательного детерминированного (с заранее известным характером изменения) воздействия. Для ускорения определения динамических характеристик обычно используют метод переходных характеристик.

Этот метод прост, требует минимального количества аппаратуры и позволяет получить динамические характеристики объекта за короткий промежуток времени. Если необходимо получить более точные динамические характеристики объекта, то КЧХ определяют путем возмущения объекта сигналами периодической формы.

Определение переходных характеристик объекта. Определение переходных характеристик объекта необходимо производить в рабочих режимах при установившихся значениях входной $x_{\text{вх0}}$ и выходной $y_{\text{вых0}}$ величин объекта регулирования. Выбор значений $x_{\text{вх0}}$ и $y_{\text{вых0}}$ не имеет принципиального значения только для объектов с линейной статической характеристикой.

Перед началом опыта стабилизируют все существенные входные воздействия. При невозможности стабилизации возмущающих воздействий следует попытаться установить среднюю частоту их появления и сравнить с грубой оценкой времени затухания $T_{\text{зх}}$ переходного процесса, которое определяют из анализа диаграмм эксплуатационных регистрирующих приборов, чтобы выяснить возможность определения переходной характеристики $h(t)$ между моментами возникновения возмущений. Регистрацию входных и выходных величин можно производить с помощью стационарных приборов, но проведение эксперимента осложняется необходимостью синхронизации записи на диаграммах нескольких приборов, увеличения масштаба записи и т. д.

Точность обработки данных эксперимента во многом зависит от метрологических характеристик аппаратуры, предназначенной для измерения выходных величин. Если эксперимент проводится в условиях, когда нельзя стабилизировать источники случайных помех, или динамические свойства существенно изменяются во времени, то,

как показывается опыт, для записи переходной характеристики можно использовать стандартные регистрирующие приборы классов точности не хуже 2,0 и со скоростью пробега кареткой шкалы за 0,5—1 с. Вообще целесообразно применять автоматические регистрирующие приборы классов точности 0,2 или 0,5 с ленточной диаграммой.

При планировании эксперимента оценивают время проведения одного опыта и определяют необходимое число опытов. Если динамика объекта исследуется при отсутствии помех, то на каждом рабочем режиме следует снимать не менее четырех переходных характеристик; при наличии помех рекомендуется записывать до десяти переходных характеристик.

При определении переходной характеристики на вход объекта подают возмущение заданной формы, делают отметку времени на диаграммной бумаге и записывают изменения выходной величины. При исследовании статических объектов изменение выходной величины после нанесения возмущения записывают до установления нового состояния равновесия. При исследовании объектов, содержащих интегрирующие звенья (астатических), запись производят до получения четкого участка переходной характеристики с установившейся скоростью изменения регулируемой величины.

Если при исследовании динамических характеристик пренебрегают помехами, то во время эксперимента регистрируют некоторую функцию $z(t)$, состоящую из случайного центрированного сигнала $f(t)$ и полезного сигнала $h(t)$:

$$z(t) = h(t) + f(t). \quad (7.42)$$

Примерный вид такого переходного процесса, искаженного помехой, показан на рис. 7.3, а. Для выделения истинной переходной характеристики используют различные методы сглаживания. Наиболее простым из них является сглаживание переходной характеристики скользящим усреднением. Метод скользящего усреднения заключается в том, что на некотором интервале времени $l\Delta t$ (l — любое целое число, лучше четное) осуществляют последовательное усреднение ординат z_i ($i = 0, 1, 2, \dots, n$) по формуле

$$h_{i+l/2}^* = \frac{1}{l+1} \sum_{p=0}^l z_{i+p}, \quad (7.43)$$

где $i = 0, 1, 2, \dots, n-l$; h^* — оценки ординат переходной характеристики $h(t)$.

Интервал $l\Delta t$ называют памятью линейного фильтра. Этот фильтр не пропускает

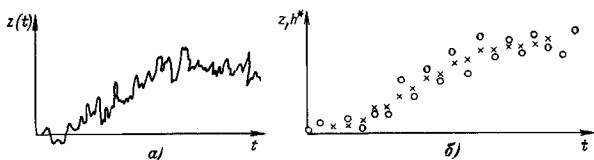


Рис. 7.3. Переходный процесс, искаженный помехами (а), и сглаженная переходная характеристика (б): о — экспериментальные данные; х — сглаженные данные

или существенно ослабляет гармоники функции $z(t)$ с частотой выше $2\pi/l \Delta t$.

При правильном выборе l выделение переходной характеристики $h(t)$ может быть выполнено достаточно точно. Уменьшение памяти против оптимального значения ведет к недостаточному выравниванию экспериментальных данных, а увеличение — к искажению существенных особенностей $h(t)$ и потере части ординат h_i^* с индексами

$$i \leq l/2 - 1 \text{ и } i \geq n - l/2 + 1.$$

Так как начальный участок $h(t)$ определяет структуру передаточной функции объекта, а конечный — коэффициент усиления объекта, то для сглаживания скользящим усреднением необходимо начинать регистрацию $z(t)$ несколько раньше момента нанесения возмущения и прекращать при $t > T_{\text{зпх}}$. По этим же соображениям для сглаживания $z(t)$ сначала берут $l = 2 \div 4$, затем визуально оценивают $h^*(t)$ и, если необходимо, увеличивают l .

Пример 7.1. Выполним сглаживание переходной характеристики $z(t)$, снятой экспериментально. Измерения производились в точках z_i при $i = 0, 1, \dots, 19$ через $\Delta t = 40$ с. Результаты экспериментальных измерений приведены в табл. 7.7.

Выбираем $l = 4$. При этом будут потеряны ординаты с индексами

$$l \leq 4/2 \quad \text{и} \quad i \geq 19 - 4/2 + 1 = 18,$$

т. е. h_0^* , h_1^* , h_{18} и h_{19} . По (7.51) находим ординату h_2^* переходной характеристики:

$$\begin{aligned} h_2^* &= h_{0+4,2}^* = \frac{1}{4+1} \sum_{\beta=0}^4 z_{0+\beta} = \\ &= \frac{1}{5} (z_0 + z_1 + z_2 + z_3 + z_4) = \\ &= \frac{1}{5} (1 + 4 + 0 + 5 + 2) = 2,4. \end{aligned}$$

Ордината

$$\begin{aligned} h_3^* &= h_{1+4,2}^* = \frac{1}{4+1} \sum_{\beta=0}^4 z_{1+\beta} = \\ &= \frac{1}{5} (z_1 + z_2 + z_3 + z_4 + z_5) = \\ &= \frac{1}{5} (4 + 0 + 5 + 2 + 8) = 3,8. \end{aligned}$$

Остальные ординаты находятся аналогично. Результаты расчетов $h_{i+l/2}^*$ приведены

Таблица 7.7. Сглаживание переходной характеристики скользящим усреднением при $l = 4$

i	t	z_i	$h_{i+\frac{l}{2}}^*$	i	t	z_i	$h_{i+\frac{l}{2}}^*$
0	0	1	—	10	400	20	21,8
1	40	4	—	11	440	30	26,4
2	80	0	2,4	12	480	23	27,8
3	120	5	3,8	13	520	37	30,6
4	160	2	4,4	14	560	29	30,8
5	200	8	8,4	15	600	34	33,6
6	240	7	10,2	16	640	31	32,8
7	280	20	14,2	17	680	37	33
8	320	14	16,6	18	720	33	—
9	360	22	21,2	19	760	30	—

в табл. 7.7. Графическое изображение результата сглаживания приведено на рис. 7.3, б.

После проведения эксперимента характеристики $h_j(t)$, которые в дальнейшем следует привести к одинаковому знаку, нормировать (если это не было сделано до сглаживания), усреднить и аппроксимировать.

Нормирование сглаженных характеристик $h_j(t)$ осуществляется по формуле

$$h_i(t) = h_j(t)/A_j, \quad (7.44)$$

где $h_j(t)$ — переходная сглаженная характеристика, экспериментально полученная в j -м опыте; A_j — амплитуда испытательного сигнала в j -м опыте.

В результате опыта получается q переходных характеристик $h_i(t)$, обычно отличных друг от друга. Их необходимо усреднить по формуле

$$\bar{h}(t) = \frac{1}{q} \sum_{i=1}^q h_i(t) \quad (7.45)$$

и аппроксимировать.

В простейшем случае при практических расчетах наиболее часто $h(t)$ объекта аппроксимируют либо аperiодическим звеном с запаздыванием (рис. 7.4, а)

$$W_{об}(p) = \frac{k_{об}}{T_{об}p + 1} e^{-p\tau_{об}}, \quad (7.46)$$

либо интегрирующим звеном с запаздыванием (рис. 7.4, б)

$$W_{об}(p) = \frac{e^{-p\tau_{об}}}{p} e^{-p\tau_{об}}. \quad (7.47)$$

Более точные результаты аппроксимации можно получить, используя изложенный ниже метод [27].

Рассмотрим характеристику $h(t)$, изображенную на рис. 7.5. Такие характеристики часто называют S-образными. Объект с такой характеристикой можно представить в виде нескольких последовательно соединенных аperiодических звеньев первого порядка. При подборе математического выражения, соответствующего S-образной переходной характеристике, предположим, что рассматриваемое звено высокого порядка состоит из нескольких последовательно соединенных одинаковых аperiодических звеньев первого порядка. Такое предположение позволяет получить передаточную функцию объекта в виде

$$W_{об}(p) = \frac{1}{(T_1p + 1)^n}, \quad (7.48)$$

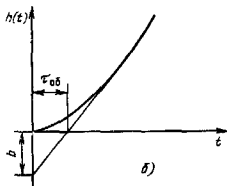
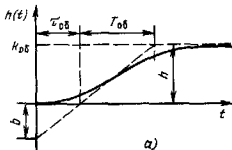


Рис. 7.4. Экспериментальные переходные характеристики статических (а) и астатических (б) объектов регулирования

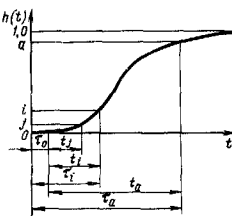


Рис. 7.5. Переходная характеристика объекта высокого порядка

где T — постоянная времени звеньев; $m = 1, 2, 3, \dots$ — число аperiодических звеньев.

При желании добиться более точного совпадения опытной кривой с аппроксимирующей сложное звено рассматривают как цепочку, состоящую из нескольких последовательно соединенных аperiодических звеньев первого порядка с одинаковыми постоянными времени T_2 и одного аperiодического звена с отличающейся постоянной времени T_1 . В этом случае

$$W_{об}(p) = \frac{1}{(T_1p + 1)(T_2p + 1)^n}, \quad (7.49)$$

где $T_1 > T_2$ — постоянные времени звеньев; $n = 1, 2, 3, \dots$ — число одинаковых звеньев.

С учетом (7.48) аналитическое выражение переходной функции имеет вид

$$h(t) = 1 - e^{-\frac{t}{T}} \sum_{\lambda=1}^m \frac{\lambda t^{\lambda-1}}{\lambda! T^{\lambda-1}}. \quad (7.50)$$

Выразим время t и постоянную времени T в относительных единицах, приняв за базовое значение время t_a , в течение которого переходная функция достигает некоторого значения $h(t_a) = a$:

$$t^* = t/t_a; \quad T^* = T/t_a$$

или

$$t = t^* t_a; \quad T = T^* t_a = t_a / \alpha_a, \quad (7.51)$$

где

$$\alpha_a = 1/T^*. \quad (7.52)$$

С учетом (7.51) выражение (7.50) примет вид

$$h(t) = 1 - e^{-\alpha_a t^*} \sum_{\lambda=1}^m \frac{\lambda (\alpha_a t^*)^{\lambda-1}}{\lambda!}. \quad (7.53)$$

При $t = t_a$ и $h(t^*) = a$ в принятых относительных единицах время

$$t^* = t_a/t_a = 1.$$

Тогда выражение (7.53) запишется в виде

$$a = 1 - e^{-\alpha_a} \sum_{\lambda=1}^m \frac{\lambda}{\lambda!} \alpha_a^{\lambda-1}. \quad (7.54)$$

Из (7.54) при принятом m можно найти относительную постоянную T_a^* .

Аналогично можно найти относительную постоянную T_a^* , если за базовое время взять t_a . Зная T_a^* и T^* , с учетом (7.51) получим для каждого значения m относительные абсциссы

$$t_{ia}^* = t_i^* / t_a = T_a^* / T^*. \quad (7.55)$$

Если объект имеет запаздывание τ_0 , то из (7.55) с учетом обозначений, принятых на рис. 7.5, получаем

$$t_{ia}^* (t_a - \tau_0) = \tau_i - \tau_0,$$

откуда

$$\tau_0 = A_{ia} (B_{ia} \tau_i - \tau_a), \quad (7.56)$$

где

$$A_{ia} = T_a^* / (T^* - T_a^*); \quad (7.57)$$

$$B_{ia} = T^* / T_a^*. \quad (7.58)$$

В (7.57) и (7.58) A_{ia} и B_{ia} — постоянные величины для каждого сочетания значений m , a и i . Таким образом, определив значения τ_a и τ_i из экспериментальной переходной характеристики по (7.56) при принятом m , можно найти время запаздывания τ_0 , а затем с учетом (7.51) и постоянную времени

$$T = T_a^* (\tau_a - \tau_0). \quad (7.59)$$

При этом аппроксимирующая кривая точно совпадает с переходной характеристикой в точках с координатами (τ_i, i) и (τ_a, a) .

Таблица 7.8. Значения постоянных T_a^* , A_{ia} и B_{ia} для $a = 0,7$ и $i = 0,1; 0,2; 0,3; 0,4$ в зависимости от степени m аппроксимирующей передаточной функции

m	T_a^*	A_{17}	B_{17}	A_{27}	B_{27}	A_{37}	B_{37}	A_{47}	B_{47}
1	0,831	0,096	11,42	0,228	5,392	0,421	3,375	0,737	2,357
2	0,410	0,279	4,586	0,511	2,959	0,818	2,223	1,295	1,772
3	0,277	0,439	3,279	0,738	2,355	1,125	1,889	1,719	1,582
4	0,210	0,578	2,729	0,932	2,073	1,383	1,723	2,071	1,483
5	0,170	0,676	2,421	1,103	1,906	1,610	1,621	2,380	1,420
6	0,143	0,818	2,223	1,257	1,795	1,815	1,551	2,1659	1,376
7	0,123	0,924	2,083	1,401	1,714	2,004	1,499	2,915	1,343
8	0,109	1,025	1,976	1,540	1,649	2,186	1,458	3,165	1,306
9	0,097	1,116	1,896	1,667	1,602	2,343	1,427	3,376	1,296
10	0,088	1,204	1,830	1,777	1,563	2,499	1,400	3,587	1,279
11	0,080	1,289	1,777	1,882	1,529	2,648	1,378	3,778	1,264
12	0,074	1,369	1,731	2,000	1,500	2,778	1,359	3,977	1,251
13	0,068	1,446	1,691	2,105	1,475	2,922	1,342	4,159	1,240
14	0,064	1,521	1,658	2,204	1,454	3,053	1,328	4,337	1,231
15	0,060	1,593	1,628	2,292	1,436	3,180	1,315	4,509	1,222

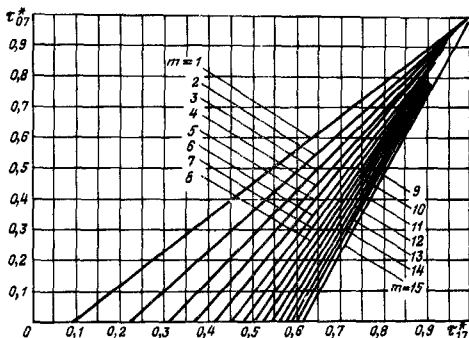


Рис. 7.6. Графики для определения $\tau_{07}^* = f(\tau_{17}^*)$

Если при расчете величина τ_0 получается отрицательной, то следует задаться меньшим значением m . Если необходимо обеспечить, чтобы аппроксимирующая кривая совпадала с переходной характеристикой в точках (τ_i, i) и (τ_a, a) , а также проходила предельно близко от точки (τ_j, j) , то порядок m определяется в процессе расчета. Для этого по τ_i и τ_a определяют значения τ_0 , соответствующие различным значениям m . После этого для тех же значений m определяют τ_0 по τ_j и τ_a . Сравнение полученных значений покажет, что для некоторого значения m величины $\tau_0 = f(\tau_i, \tau_a)$ и $\tau_0 = f(\tau_j, \tau_a)$ имеют наибольшее приближение. Это значение m и следует принять за искомое. При этом величины T и τ_0 должны выбираться для тех точек экспериментальной переходной характеристики, с которыми точно должна совпадать аппроксимирующая кривая. Для облегчения расчетов в табл. 7.8 приведены значения постоянных T_a^* , A_{ia} и B_{ia} для $a = 0,7$ и $i = 0,1; 0,2; 0,3; 0,4$ в зависимости от степени m аппроксимирующей передаточной функции.

Для упрощения записи в индексах при величинах, относящихся к конкретным точкам переходной характеристики, указаны диффы, равные числу после запятой, и соответствующие координаты данной точки. Например, в табл. 7.8 величины $A_{ia} = A_{1,7}$ и $B_{ia} = B_{1,7}$ соответствуют точкам с координатами $(i = 0,1; a = 0,7)$. Величина $T_a^* = T^*$ является относительной постоянной времени при базовом значении $t_a = t_7$ точки с координатами $(a = 0,7; t_a)$ и т. д.

Найдем относительное время

$$\tau_{ia}^* = \tau_i / \tau_a = \tau_{0a}^* - t_{ia}^* (1 - \tau_{0a}^*),$$

откуда

$$\tau_{0a}^* = \tau_0 / \tau_a = (\tau_{ia}^* + t_{ia}^*) / (1 + t_{ia}^*). \quad (7.60)$$

На рис. 7.6 и 7.7 представлены графики для определения относительного транспортного запаздывания $\tau_{07}^* = f(\tau_{17}^*)$ и $\tau_{07}^* = f(\tau_{27}^*)$ соответственно для различных значений m . Определив из экспериментальной переходной характеристики время τ_1 , при котором ордината $i = 0,1$, или время τ_2 , при котором ордината $i = 0,2$, и время τ_7 (при $i = 0,7$), по отношению $\tau_1 / \tau_7 = \tau_{17}^*$ из рис. 7.6 или по отношению $\tau_2 / \tau_7 = \tau_{27}^*$

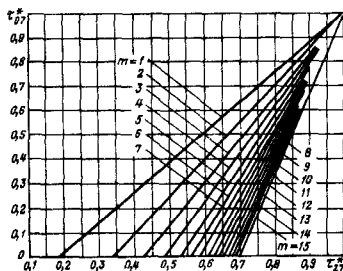


Рис. 7.7. Графики для определения $\tau_{07}^* = f(\tau_{27}^*)$

из рис. 7.7 для принятого значения m находят значение величины относительного транспортного запаздывания $\tau_{07}^* = \tau_0/\tau_7$.

По τ_{07}^* находят время запаздывания:

$$\tau_0 = \tau_{07}^* \tau_7. \quad (7.61)$$

На рис. 7.8 приведена зависимость коэффициента α_a от ординаты $h(t_a)$ аппроксимируемой кривой для различных значений m . Кривые на рис. 7.8 построены по выражению (7.54), в их можно использовать для построения аппроксимирующей кривой при принятом значении T и найденном значении m , так как с учетом (7.51) на рис. 7.5 ординате $h(t_a)$ аппроксимирующей кривой будет соответствовать абсцисса

$$\tau_a = t_a + \tau_0 = T\alpha_a + \tau_0. \quad (7.62)$$

Из (7.62) также следует, что с помощью графиков на рис. 7.8 можно найти постоянную времени

$$T = (\tau_a - \tau_0)/\alpha_a \quad (7.63)$$

определив, например, τ_0 с помощью графиков на рис. 7.6 или 7.7.

При наличии запаздывания τ_0 в объекте и коэффициенте его передачи, равном $k_{об}$, определив значение постоянной времени T , с учетом (7.48) получим передаточную функцию объекта в виде

$$W_{об}(p) = \frac{k_{об}}{(Tp + 1)^m} e^{-\tau_{об} p}. \quad (7.64)$$

Если время транспортного запаздывания τ_0 известно, то S-образную переходную характеристику объекта можно аппроксимировать кривой, динамические свойства которой определяются передаточной функцией (7.49).

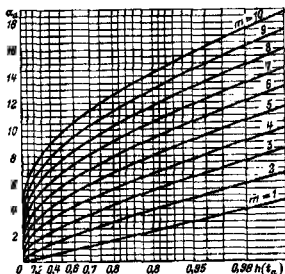


Рис. 7.8. Зависимость коэффициента α_a от ординаты $h(t_a)$ аппроксимируемой кривой

Передаточные функции этого вида позволяют аппроксимировать S-образные переходные характеристики таким образом, что аппроксимирующая кривая совпадает с экспериментальной кривой в точках с координатами $(\tau_0, 0)$, $(\tau_1, 1)$, (τ_a, a) (см. рис. 7.5). При этом кратность передаточной функции n может быть задана произвольно. Если требуется найти такую кривую, которая будет совпадать с экспериментальной в указанных точках и, кроме того, должна проходить предельно близко от третьей промежуточной точки $(\tau_2, 1)$, то число n определяется в процессе расчета.

Аппроксимация передаточными функциями вида (7.49) при кратности $n = 1 + 10$ может быть выполнена по графикам, приведенным на рис. 7.9 и 7.10, на которых даны зависимости $T_1^* = T_1/\tau_7$ и $T_2^* = T_2/\tau_7$ от $t_{17}^* = t_1/\tau_7$ (рис. 7.9) или от $t_{27}^* = t_2/\tau_7$ (рис. 7.10). Для определения T_1 и T_2 при принятом n необходимо располагать координатами двух промежуточных точек экспериментальной переходной характеристики $(t_1; i = 0,1)$ [или $(t_2; i = 0,2)$] и $(t_7; i = 0,7)$, в которых аппроксимирующая кривая должна точно совпадать с экспериментальной. После нахождения по графикам на рис. 7.9 (или на рис. 7.10) значений T_1^* и T_2^* определяют действительные значения постоянных времени:

$$T_1 = T_1^* \tau_7; \quad T_2 = T_2^* \tau_7. \quad (7.65)$$

Если аппроксимирующая кривая должна пройти через две промежуточные точки и располагаться на предельно близком расстоянии от третьей промежуточной точки, то расчет следует производить с использованием графиков $T_1^* = f(t_{17}^*)$; $T_1^* = f(t_{17}^*)$ (рис. 7.9) и $T_1^* = f(t_{27}^*)$; $T_2^* = f(t_{27}^*)$ (рис. 7.10). Графики, приведенные на рис. 7.9 и 7.10, позволяют определить n , T_1^* и T_2^* при условии, что аппроксимирующая кривая совпадает с экспериментальной в двух точках с ординатами $h(t) = 0,2$ и $h(t) = 0,7$ [или $h(t) = 0,1$ и $h(t) = 0,7$] и будет проходить на предельно близком расстоянии от точки с ординатой $h(t) = 0,1$ [или $h(t) = 0,2$].

Определение T_1^* и T_2^* производят в этом случае для t_{17}^* и t_{27}^* по обоим рисункам для нескольких значений n . Окончательно выбирается то значение n , для которого T_1^* и T_2^* имеют наибольшее совпадение. За искомые принимают постоянные времени T_1^* и T_2^* , соответствующие точкам, через которые точно должна пройти аппроксимирующая кривая.

Если объект имеет коэффициент передачи $k_{об}$ и время транспортного запаздывания τ_0 , то после определения постоянных вре-

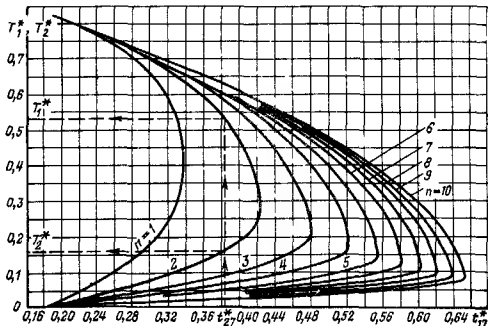


Рис. 7.9. Графики для определения относительных постоянных времени в передаточной функции (7.49) по относительному времени t_{17}^*

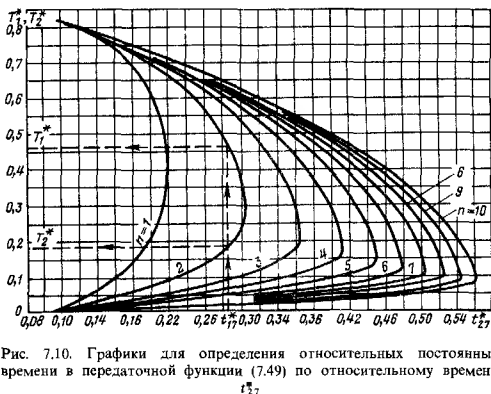


Рис. 7.10. Графики для определения относительных постоянных времени в передаточной функции (7.49) по относительному времени t_{27}^*

мени получаем передаточную функцию объекта в виде

$$W_{об}(p) = \frac{k_{об}}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)^n} e^{-\tau_{об} p}. \quad (7.66)$$

Рассмотрим несколько примеров определения динамических характеристик объектов регулирования по изложенной методике.

Пример 7.2. Определить передаточную функцию нагревательной печи по ее S-образной переходной характеристике, полученной

экспериментально при возмущении со стороны регулирующего органа (РО) путем его быстрого открытия $x_{0вх} = 8\%$ полного хода. До возмущения температура в печи была $\Theta_0 = 134^\circ\text{C}$. Устаивившееся значение температуры после окончания переходного процесса $\Theta_{уст} = 152^\circ\text{C}$. Так как значение транспортного запаздывания заранее неизвестно, то будем искать передаточную функцию объекта в виде (7.64) при совпадении аппроксимирующей характеристики с пере-

ходной характеристики объекта в точках (τ_2, i_2) и (τ_1, i_1) . Из переходной характеристики $h(t)$ (характеристика не приводится) найдено, что при $i = 0,2 = h(\tau_2)$ время $\tau_2 = 15$ с, а при $i = 0,7 = h(\tau_1)$ время $\tau_1 = 23$ с.

Решение:

1) определяем коэффициент передачи объекта

$$k_{об} = (\Theta_{уст} - \Theta_0) / x_{0вх} = \frac{(152 - 134)}{8} = 2,25 \text{ град/\% хода РО};$$

2) задаемся значением $m = 3$,

3) по табл. 7.8 для $m = 3$ находим $T^* = 0,277$, $A_{2,7} = 0,738$ и $B_{2,7} = 2,355$;

4) по (7.56) находим транспортное запаздывание $\tau_0 = A_{2,7}(B_{2,7}\tau_2 - \tau_1) = 0,738 \times (2,355 \cdot 15 - 23) = 9,1$ с;

5) по (7.59) находим постоянную времени

$$T = T^*(\tau_1 - \tau_0) = 0,277(23 - 9,1) = 3,85 \text{ с.}$$

6) искомая передаточная функция нагревательной печи в соответствии с (7.64) имеет вид

$$W_{об}(p) = \frac{2,25e^{-9,1}}{(3,85p + 1)^3} \text{ град/\% хода РО.}$$

Пример 7.3. Определить передаточную функцию объекта по переходной характеристике из примера 7.2 с $\tau_1 = 13$ с, $\tau_2 = 15$ с и $\tau_7 = 23$ с при условии, что аппроксимирующая кривая должна пройти через точки с координатами (15 с; 0,2) и (23 с; 0,7) и находится на предельно близком расстоянии от точки (13 с; 0,1).

Решение. По (7.56) и табл. 7.8 для нескольких значений m определяем $\tau_0 = f(\tau_1; \tau_7)$ и $\tau_0 = f(\tau_2; \tau_7)$ и находим их разность. Для $m = 6$ находим

$$\tau_0 = f(\tau_1; \tau_7) = A_{1,7}(B_{1,7}\tau_1 - \tau_7) = 0,818(2,223 \cdot 13 - 23) = 4,825 \text{ с};$$

$$\tau_0 = f(\tau_2; \tau_7) = A_{2,7}(B_{2,7}\tau_2 - \tau_7) = 1,257(1,795 \cdot 15 - 23) = 4,934 \text{ с.}$$

Аналогично определяя τ_0 для $m = 7, 8$ и 9, по полученным результатам составим табл. 7.9.

Минимальное по абсолютному значению $\Delta\tau_0$ имеет место при $m = 7$. Следовательно, искомыми m и τ_0 в соответствии с условием задачи будут $m = 7$, $\tau_0 = 3,797 \approx 3,8$ с.

По (7.59) и табл. 7.8 для $m = 7$ находим

$$T = T^*(\tau_7 - \tau_0) = 0,123(23 - 3,797) = 2,362 \approx 2,36 \text{ с.}$$

Таблица 7.9. Значения τ_0 переходной функции объекта из примера 7.3 при различных значениях m

m	$\tau_0 = f(\tau_1; \tau_7)$	$\tau_0 = f(\tau_2; \tau_7)$	$\Delta\tau_0$
6	4,825	4,934	-0,109
7	3,769	3,797	-0,023
8	2,755	2,672	+0,083
9	1,839	1,717	+0,122

Таблица 7.10. Значения $\tau_{0,7}^*$ переходной функции объекта из примера 7.4 при различных значениях m

m	$\tau_{0,7}^* = f(\tau_{1,7}^*)$	$\tau_{0,7}^* = f(\tau_{2,7}^*)$	$\Delta\tau_{0,7}^*$
6	0,210	0,215	-0,005
7	0,164	0,165	-0,001
8	0,120	0,116	-0,004
9	0,080	0,075	+0,005

Искомая передаточная функция имеет вид $W_{об}(p) = 2,25e^{-3,8p}/(2,36p + 1)^7$ град/\% хода РО.

Пример 7.4. Решить пример 7.3 с помощью графиков, представленных на рис. 7.8-7.10.

Решение:

1) находим относительные временные координаты:

$$\tau_{1,7}^* = \tau_1/\tau_7 = 13/23 = 0,565;$$

$$\tau_{2,7}^* = \tau_2/\tau_7 = 15/23 = 0,652;$$

2) по $\tau_{1,7}^*$ и $\tau_{2,7}^*$ для различных значений $m = 6, 7, 8$ и 9 находим по графикам на рис. 7.9 и 7.10 значения относительного транспортного запаздывания. Результаты сводим в табл. 7.10;

3) по наименьшему абсолютному значению разности $\tau_{0,7}^* = f(\tau_{1,7}^*)$ и $\tau_{0,7}^* = f(\tau_{2,7}^*)$ принимаем $m = 7$;

4) по (7.61) определяем время транспортного запаздывания:

$$\tau_0 = \tau_{0,7}^*\tau_7 = 0,165 \cdot 23 = 3,8 \text{ с};$$

5) по графику на рис. 7.8 при базовом значении $h(t) = 0,7$ и $m = 7$ находим значение $\alpha_a = 8,13$;

6) по (7.63) находим постоянную времени:

$$T = (\tau_a - \tau_0)/\alpha_a = (23 - 3,8)/8,13 = 2,36 \text{ с};$$

7) находим передаточную функцию объекта:

$$W_{об}(p) = 2,25e^{-3,8p}/(2,36p + 1)^2.$$

Пример 7.5. Определить передаточную функцию объекта в виде (7.66) по его экспериментальной переходной характеристике, для которой $t_0 = 0$; $t_2 = 25$ с и $t_7 = 67$ с. Аппроксимацию требуется выполнить при $n = 2$. Коэффициент передачи объекта $k_{об} = 1$.

Решение:

1) находим относительное время:

$$t_{27}^* = t_2/t_7 = 25/67 = 0,373;$$

2) по графику на рис. 7.10 при $n = 2$ находим относительные значения постоянных времени:

$$T_1^* = 0,565 \text{ и } T_2^* = 0,141;$$

3) по (7.65) находим

$$T_1 = T_1^* t_7 = 0,565 \cdot 67 = 37,9 \text{ с};$$

$$T_2 = T_2^* \cdot 67 = 9,47 \text{ с};$$

4) находим передаточную функцию:

$$W_{об}(p) = 1/[[(37,9p + 1)(9,47p + 1)^2].$$

Пример 7.6. Определить передаточную функцию объекта в виде (7.64) по его экспериментальной переходной характеристике при условии, что аппроксимирующая кривая должна пройти точно через точки с координатами (45 с; 0,2) и (110 с; 0,7) и близко от точки (33 с; 0,1) при $t_0 = 0$.

Решение:

1) определяем значения

$$t_{17}^* = t_1/t_7 = 33/110 = 0,30;$$

$$t_{27}^* = t_2/t_7 = 45/110 = 0,41;$$

2) по графикам на рис. 7.9 и 7.10 для нескольких n находим T_1^* и T_2^* как функцию t_{17}^* и t_{27}^* . По результатам составляем табл. 7.11;

3) из табл. 7.11 видно, что наиболее близкое совпадение постоянных времени T_1^*

и T_2^* имеет место при $n = 3$. Поэтому в соответствии с условием задачи окончательными будем считать $n = 3$, $T_1^* = 0,538$, $T_2^* = 0,107$;

4) по (7.65) определяем постоянные времени T_1 и T_2 :

$$T_1 = T_1^* t_7 = 0,538 \cdot 110 = 59,2 \text{ с};$$

$$T_2 = T_2^* t_7 = 0,107 \cdot 110 = 11,8 \text{ с};$$

5) находим искомую передаточную функцию:

$$W_{об}(p) = 1/[(59,2p + 1)(11,8p + 1)^3].$$

Определение частотных характеристик.

Проведение экспериментов по определению КЧХ с помощью периодических воздействий связано с большими техническими трудностями, так как продолжительность опыта на одной и той же частоте ω в среднем в 5–10 раз больше времени установления переходной функции $h(t)$. В связи с этим необходимо более тщательно стабилизировать источники возмущений, а также контролировать смещение средней линии выходных колебаний.

Эксперимент заключается в том, что испытательное периодическое воздействие с заданным периодом $T_{пер}$ подают на вход объекта до тех пор, пока на его выходе не установятся колебания выходной величины $y(t)$ с частотой $\omega = 2\pi/T_{пер}$. Признаком установившихся колебаний выходной величины $y(t)$ является идентичность колебаний по амплитуде на трех–пяти периодах; при этом общая продолжительность опыта равна $(6–15)T_{пер}$.

Эксперимент следует начинать с определения переходной характеристики объекта для получения КЧХ на нулевой частоте ($\omega = 0$). Затем на вход объекта подают колебания с частотой ω_n , при которой сдвиг фаз между входными и выходными колебаниями составляет 180° . Для нахождения ω_n достаточно объект ввести в режим двухпозиционного регулирования с зоной нечувствительности, близкой к нулю. Двухпо-

Таблица 7.11. Значения T_1^* и T_2^* переходной функции объекта из примера 7.6 при различных значениях n

n	T_1			T_2		
	$t_{17}^* = 0,30$ (рис. 7.9)	$t_{27}^* = 0,41$ (рис. 7.10)	ΔT_1	$t_{17}^* = 0,30$ (рис. 7.9)	$t_{27}^* = 0,41$ (рис. 7.10)	ΔT_2
2	0,368	0,429	-0,061	0,230	0,205	+0,025
3	0,543	0,538	+0,005	0,105	0,107	-0,002
4	0,578	0,566	+0,012	0,071	0,075	-0,004
5	0,598	0,577	+0,021	0,053	0,057	-0,004

зидионное регулирование является верхним пределом диапазона рабочих частот для систем с ПИ-регулятором. Далее следует снять частотную характеристику в диапазоне рабочих частот процесса регулирования, например при частотах, равных 0,8; 0,6; 0,4 частоты двухпозиционного регулирования. При проведении эксперимента целесообразно записывать колебания входной и выходной величин на одной диаграммной бумаге.

Важным фактором при планировании эксперимента является выбор испытательного периодического воздействия $x(t)$. Желательным видом входных воздействий являются синусоидальные колебания. В линейной системе колебания на выходе объекта могут отличаться от колебаний на входе только по амплитуде и фазе. Чтобы получить КЧХ объекта при синусоидальных колебаниях, достаточно обработать выходные и входные колебания для ряда различных частот ω . В общем случае применение синусоидальных воздействий $x(t) = A \sin \omega t$ упрощает последующую обработку результатов эксперимента, однако для создания таких сигналов необходим специальный генератор колебаний.

Испытательные сигналы типа $A_{\text{вх}} \sin \omega t$ при экспериментальном определении КЧХ удобно применять на объекте, на котором смонтирована АСР выходной величины $y(t)$, имеющая в законе регулирования интегральную составляющую. При этом структурная схема снятия частотных характеристик объекта с использованием автоматического регулятора самой системы имеет вид, представленный на рис. 7.11. При проведении эксперимента регулятор опытным путем настраивают таким образом, чтобы переходные процессы в системе затухали достаточно быстро. Затем на задатчик регулятора подают синусоидальный сигнал и регистрируют установившиеся колебания $x(t)$ и $y(t)$.

Система регулирования будет следящей

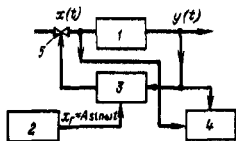


Рис. 7.11. Структурная схема снятия КЧХ объекта с использованием автоматического регулятора:

1 - объект; 2 - генератор колебаний; 3 - регулятор; 4 - регистрирующий прибор; 5 - регулируемый орган

относительно сигнала генератора колебаний. При этом, если частота среза КЧХ объекта лежит в области рабочих частот регулятора, вынужденные колебания выходной величины $y(t)$ [а при низких частотах и входного сигнала $x(t)$] будут гармоническими даже при наличии нелинейностей в РО. Достоинствами такой схемы являются отсутствие дрейфа оси колебаний выходной величины и обеспечение сохранения хода технологического режима, так как в процессе проведения опытов автоматически поддерживается в среднем нормальный режим работы объекта. Для упрощения опытов удобно возбуждать на входе в объект периодические колебания в виде прямоугольной (для мембранных ИМ) или трапецидальной (при использовании ИМ с постоянной скоростью) волны.

Метод прямоугольной волны не требует применения генератора колебаний и линеаризации расходящей характеристики РО. Периодические колебания в виде прямоугольной волны могут создаваться вручную любым РО, имеющимся на входе исследуемого объекта. Однако при использовании этого метода при обработке результатов опытов приходится разлагать в ряд Фурье колебания входных и выходных величин.

При снятии КЧХ методом прямоугольной волны возможны два способа:

1) на вход объекта подают прямоугольные периодические колебания с постоянным периодом. После двух-трех колебаний на выходе измеряют амплитуду колебаний и их сдвиг по фазе относительно входных колебаний. После этого изменяют период входных колебаний, не меняя амплитуды, и снова после двух-трех колебаний измеряют амплитуду и фазу выходных колебаний. Опыт повторяется на каждой точке КЧХ. Существенным недостатком этого способа является дрейф средней линии колебаний, особенно при наличии в объекте интегрирующих элементов или нестабилизированных источников помех;

2) на вход объекта подают постоянное воздействие $x(t) = +A$ и при отклонении выходной величины на $y(t) = +M$ скачком изменяют входное воздействие до значения $x(t) = -A$. При уменьшении выходной величины до значения $y(t) = -M$ снова скачком устанавливают значение входной величины $x(t) = +A$. В дальнейшем опыт повторяют (рис. 7.12). Так как по этому принципу работают двухпозиционные регуляторы при зоне нечувствительности, равной $2M$, то этот способ снятия частотных характеристик часто называют методом двухпозиционного регулирования.

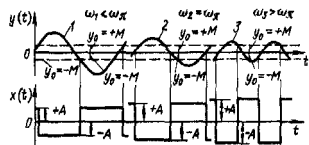


Рис. 7.12. Определение КЧХ объекта методом прямоугольной волны

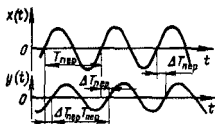


Рис 7.13. Обработка входных и выходных колебаний

Следует иметь в виду, что при снятии частотных характеристик методом двухпозиционного регулирования вследствие инерционности объекта регулирования после изменения знака возмущающего воздействия выходная величина продолжает некоторое время изменяться в прежнем направлении и выходит из заданной зоны $\pm M$. Поэтому заданная зона должна обеспечивать колебания не более допустимых отклонений параметра по технологическому режиму.

Если зона изменения $y_c = 2M = 0$ и входное воздействие $x(t) = \pm A$ будет изменять свой знак при проходе $y(t)$ через нуль, то выходная величина $y(t)$ будет гармонически колебаться (кривая 2 на рис. 7.12) с частотой ω_k .

Если изменение знака входного воздействия будет производиться на границах зоны $y(t) = y_0 = \pm M$, то выходная величина будет совершать гармонические колебания с частотой $\omega \neq \omega_k$.

При этом, если изменение знака входного воздействия производить при входе выходных колебаний в зону $y_0 = \pm M$, частота колебаний $y(t)$ будет больше ω_k (кривая 1 на рис. 7.12), а если изменение знака $x(t)$ производить при выходе $y(t)$ из зоны $y_0 = \pm M$, частота колебаний $y(t)$ будет меньше ω_k (кривая 3 на рис. 7.12). Степень уменьшения и увеличения колебаний $y(t)$ возрастает при увеличении зоны $y_0 = \pm M$. Таким образом, при каждом фиксированном значении y_0 , методом двухпозиционного

регулирования можно снять значения частотных характеристик в двух точках при $\omega_1 < \omega_k$ и $\omega_3 > \omega_k$. Изменением амплитуды возмущающего воздействия или ширины зоны y_0 можно получить колебания выходной величины требуемой частоты.

Обработка записей входных и выходных гармонических колебаний начинается с выбора нескольких периодов установившихся колебаний и проведения средних линий $x = 0$ и $y = 0$ (рис. 7.13). Значения $A(\omega)$ определяют как отношение максимальных амплитуд входных Δx и выходных Δy колебаний для данной частоты ω :

$$A(\omega) = \Delta y / \Delta x.$$

Для нахождения фазового сдвига определяют отрезок времени $\Delta T_{пер}$ между моментами пересечения $x(t)$ и $y(t)$ средних значений $x = 0$ и $y = 0$ в одном и том же направлении; значение фазочастотной характеристики на данной частоте $\phi(\omega) = \Delta T_{пер} / T_{пер} \cdot 360^\circ$. После определения $A(\omega)$ и $\phi(\omega)$ на всех частотах ω , строят КЧХ. При разбросе отдельных значений КЧХ ее сглаживают. Для этого на практике прибегают к выравниванию точек КЧХ от руки или осуществляют сглаживание частотных характеристик каким-либо аналитическим выражением, например с помощью метода наименьших квадратов.

Если испытательный сигнал имел форму прямоугольной волны или входные и выходные колебания были искажены помехами, то обработка результатов эксперимента осуществляется разложением функций $x(t)$ и $y(t)$ в ряд Фурье. При хорошей фильтрации высших гармоник, что имеет место для большинства промышленных объектов, при расчете можно ограничиться первыми гармониками входных и выходных колебаний.

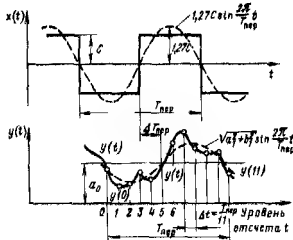


Рис. 7.14. Обработка результатов определения КЧХ методом 12 ординат

Первые гармоники из колебаний, искаженных помехами, удобно выделять по методу 12 ординат, который заключается в следующем (рис. 7.14). Период анализируемого колебания разбивают на 11 равных частей и от произвольного уровня измеряют ординаты $y(t_i)$, $i = 0, 1, 2, \dots, 11$. Разложение функции в ряд Фурье имеет вид

$$y(t) \approx a_0 + a_1 \cos(2\pi/T_{\text{пер}})t + b_1 \sin(2\pi/T_{\text{пер}})t. \quad (7.67)$$

Коэффициенты разложения с учетом (1.54) и (1.55) находят из следующих выражений:

$$a_0 = \frac{1}{12} \sum_{i=0}^{11} y(i); \quad a_1 = \frac{1}{6} \{y(11) - y(5) + 0,5[y(1) + y(9) - y(3) - y(7)] + 0,886[y(0) + y(10) - y(4) - y(6)]\};$$

$$b_1 = \frac{1}{6} \{y(2) - y(8) + 0,5[y(0) + y(4) - y(6) - y(10)] + 0,866[y(1) + y(3) - y(7) - y(9)]\}.$$

Коэффициент a_0 определяет среднюю линию, относительно которой совершаются гармонические колебания.

Коэффициенты a_1 и b_1 определяют амплитуду колебаний относительно средней линии. Обозначив эти коэффициенты для функции $y(t)$ для различных частот a_{iy} и b_{iy} , а для функции $x(t)$ — соответственно a_{ix} и b_{ix} , находят значение АЧХ на частоте ω_i :

$$A(\omega_i) = \sqrt{(a_{iy}^2 + b_{iy}^2)/(a_{ix}^2 + b_{ix}^2)}.$$

Определение динамических характеристик объектов регулирования статистическим методом. В основе статистических методов определения динамических характеристик объектов регулирования лежит интегральное уравнение

$$R_{yx}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} K_x(\tau - \lambda) w(\lambda) d\lambda + R_{nx}(\tau), \quad (7.68)$$

позволяющее по корреляционной функции $K_x(\tau)$ сигнала $x(t)$ на входе объекта



Рис. 7.15. Модель объекта регулирования

(рис. 7.15) в взаимной корреляционной функции $R_{yx}(\tau)$ между выходом $y(t)$ и входом $x(t)$ найти импульсную переходную функцию $w(t)$. Обычно принимается, что входное воздействие и помеха $n(t)$ не зависят друг от друга и их взаимная корреляционная функция $R_{nx}(\tau) = 0$. В этом случае выражение (7.68) принимает вид

$$R_{yx}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} K_x(\tau - \lambda) w(\lambda) d\lambda. \quad (7.69)$$

Основным преимуществом статистических методов по сравнению с обычными методами определения динамических характеристик путем подачи принудительных сигналов $x(t)$ является небольшое влияние помех на результаты расчетов. Решение уравнения (7.69) может быть найдено как во временной, так и в частотной области.

Решение во временной области основано на замене интеграла (7.69) конечной суммой, для чего интегральное уравнение (7.69) заменяется конечной суммой на участке реализации T :

$$R_{T,y}(\tau) = \sum_{i=0}^{n-1} K_{Tx}(\tau - i\Delta\lambda) w_T(i\Delta\lambda). \quad (7.70)$$

Полагая $\tau = 0, \Delta\lambda, 2\Delta\lambda, \dots, (n-1)\Delta\lambda$, получаем n уравнений с n неизвестными, которые позволяют определить значения $w(\lambda)$ в точках

$$\lambda = 0; \frac{T}{n-1}; \frac{2T}{n-1}; \dots; T.$$

Матрица системы при этом имеет вид

$$\begin{vmatrix} K_{Tx}(0) & K_{Tx}(\Delta\lambda) \dots K_{Tx}[(n-1)\Delta\lambda] \\ K_{Tx}(\Delta\lambda) & K_{Tx}(0) \dots K_{Tx}[(n-2)\Delta\lambda] \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ K_{Tx}[(n-1)\Delta\lambda] & K_{Tx}[(n-2)\Delta\lambda] \dots K_{Tx}(0) \end{vmatrix} \quad (7.71)$$

Недостатком решения во временной области является то, что незначительные погрешности в определении корреляционной и взаимной корреляционной функций приводят к существенным погрешностям в определении импульсной переходной функции.

Решение в частотной области основано на преобразовании Фурье уравнения (7.69) и переходе к спектральным плотностям, в результате чего получаем

$$S_{yx}(\omega) = W(j\omega) S_x(\omega). \quad (7.72)$$

Из (7.72) следует, что вещественная $P(\omega)$ и мнимая $Q(\omega)$ частотные характеристики $W(j\omega)$ могут быть найдены по формулам

$$\left. \begin{aligned} P(\omega) &= \operatorname{Re} [S_{yx}(\omega)]/S_x(\omega); \\ Q(\omega) &= \operatorname{Im} [S_{yx}(\omega)]/S_x(\omega). \end{aligned} \right\} \quad (7.73)$$

Если входной сигнал представляет собой белый шум с $S_x(\omega) = S_0$, то с учетом (7.72) КЧХ определяется выражением

$$W(j\omega) = S_{yx}(\omega)/S_0. \quad (7.74)$$

Определение статистических характеристик возмущений

В реальных условиях система регулирования подвержена различным воздействиям, которые в общем случае являются случайными функциями времени. Учет характеристик реальных эксплуатационных возмущений даст возможность более строго подойти к расчету АСР и к выбору оптимальных параметров ее настройки.

Если на изучение случайных процессов не наложить ограничивающих предположений, то возникают серьезные трудности в их математическом описании и экспериментальном изучении. Поэтому при практических расчетах характеристики изучаемых случайных процессов обычно относят к какому-либо классу математических моделей. Для промышленных АСР достаточно представлять моделью случайного процесса $y(t)$ является модель вида [28]

$$y(t) = a(t) + b(t) + c(t) + d(t) + x(t), \quad (7.75)$$

где $a(t)$ — постоянная или линейно изменяющаяся функция; $b(t)$ — периодическая функция с фиксированным периодом; $c(t)$ — нерегулярная, случайная, весьма низкочастотная функция; $d(t)$ — аддитивная, весьма высокочастотная помеха измерения; $x(t)$ — стационарный, эргодический, гауссовский дифференцируемый не менее чем дважды случайный процесс с нулевым математическим ожиданием.

В реальных условиях не каждый случайный процесс содержит все указанные компоненты. Так, компоненты $a(t)$ и $c(t)$ можно приравнять нулю в астатической системе автоматической стабилизации. Определяющими для случайного процесса $y(t)$ являются свойства компонента $x(t)$, поэтому в первую очередь в дальнейшем рассматривается этот компонент.

Определение корреляционной функции. Для эргодического случайного процесса $x(t)$ (см. § 1.6) оценка корреляционной функции производится по един-

ственной реализации случайного процесса (рис. 7.16) длительностью T по непрерывно-шаговому или выборочно-шаговому алгоритму, который соответственно определяется выражением

$$K_x(l\Delta\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t)x(t+l\Delta\tau)dt \quad (7.76)$$

или

$$K_x(l\Delta\tau) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i(i\Delta\tau)x_i(i\Delta\tau + l\Delta\tau), \quad (7.77)$$

где $\Delta\tau$ — шаг выборки; $\Delta\tau$ — интервал дискретности.

Постановка эксперимента по определению корреляционных функций осуществляется в два этапа. На первом этапе записывают предварительную реализацию случайного процесса длительностью T_1 и определяют величины $\Delta\tau$, Δt и T , обеспечивающие заданную точность вычисления оценки корреляционной функции по (7.76) или (7.77). Исходными данными для вычисления указанных величин служат число нулей и число максимумов случайного процесса на единице длины реализации.

Последовательность операций на первом этапе:

1) записывают в сжатом масштабе времени отрезок реализации случайного процесса длительностью T_1 ;

2) ориентировочно оценивают среднее значение процесса и проводят среднюю линию процесса C ;

3) подсчитывают число пересечений N_{0x} процессом $x(t)$ средней линии C . Определяют среднее число нулей в единицу времени

$$n_{0x} = N_{0x}/T_1. \quad (7.78)$$

Длительность T_1 выбирают такой, якобы на ней укладывалось 50–70 нулей;

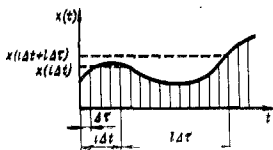


Рис. 7.16. Пример реализации случайного процесса и ее обработка

4) подсчитывают число максимумов M_{0x} процесса $x(t)$ и вычисляют среднее число максимумов в единицу времени

$$m_{0x} = M_{0x}/T_1. \quad (7.79)$$

Подсчитывают все максимумы независимо от их значения;

5) определяют Δt по формуле

$$\Delta t \approx 0,2/n_{0x} \quad (7.80)$$

и округляют до ближайшего меньшего значения, удобного для считывания ординат случайного процесса;

6) выбирают значение Δt . Его рекомендуется выбирать в пределах

$$0,2/n_{0x} \leq \Delta t \leq 1/n_{0x}. \quad (7.81)$$

Следует помнить, что чем меньше шаг выборки Δt , тем точнее определяется $K_x(\tau)$, но при этом возрастает объем вычислительных операций. Значение Δt необходимо выбирать кратным значению Δt , $\Delta t = j \Delta t$, где $j = 1, 2, 3, \dots$;

7) определяют условный интервал затухания $\tau_{гтх}$ корреляционной функции, соответствующий значению нормированной корреляционной функции $r_x(\tau_{гтх}) = 0,05$:

$$\tau_{гтх} = 2/n_{0x}; \quad (7.82)$$

8) оценивают длительность реализации T . Грубая оценка может быть получена из соотношения

$$T \geq 100\tau_{гтх}. \quad (7.83)$$

Для более точной оценки значения T необходима предварительная информация о характере корреляционной функции. Источником такой информации могут служить результаты опытов на аналогичном оборудовании, литературные данные, мнение ведущих специалистов и т. п. Если такая информация имеется, то и тогда выбор значения T по точным формулам для сложных, многократно дифференцируемых процессов связан с большими вычислительными трудностями. Поэтому целесообразно придерживаться упрощенных рекомендаций по выбору значения T .

Так, для многих промышленных объектов регулирования удовлетворительные результаты получаются при аппроксимации оценок нормированных корреляционных функций выражениями вида

$$r_x(\tau) = \begin{cases} \frac{1}{\alpha - 1} (\alpha e^{-\gamma|\tau|} - e^{-\gamma|\tau|}) & \text{при } \alpha > 1; \\ (1 + \gamma|\tau|) e^{-\gamma|\tau|} & \text{при } \alpha = 1, \end{cases} \quad (7.84)$$

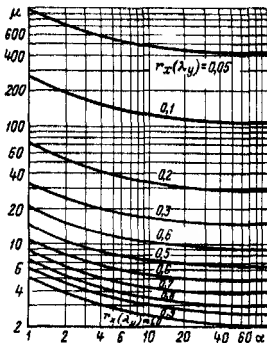


Рис. 7.17. Графики для определения безразмерной длины реализации $\mu = \gamma T$

где величины α и γ вычисляются по формулам

$$\alpha_{1,2} = [-(3n_{0x}^2 - 4m_{0x}^2) \pm \sqrt{(3n_{0x}^2 - 4m_{0x}^2)^2 - 4n_{0x}^2}] / 2n_{0x}; \quad (7.85)$$

$$\gamma = \pi n_{0x} / \sqrt{\alpha}. \quad (7.86)$$

Значение α , вычисленное по (7.85), в соответствии с (7.84) берется большим или равным единице.

Безразмерная длина реализации $\mu = \gamma T$ определяется по графикам на рис. 7.17 по найденному значению α . Цифры на кривых на рис. 7.17 соответствуют значению $r_x(\lambda_\gamma)$ в точке $\lambda_\gamma = \gamma\tau$. Для определения μ необходимо предварительно задать значение $r_x(\lambda_\gamma)$ [рекомендуется брать $r_x(\lambda_\gamma) \approx 0,05$]. Необходимую длину реализации определяют по выражению

$$T = \mu/\gamma. \quad (7.87)$$

Последовательность операций определения корреляционной функции на втором этапе:

1) определяют скорость движения диаграммной ленты самопишущего прибора, на которую записывается случайный процесс, по выражению

$$v = v/\Delta\tau, \quad (7.88)$$

где v — масштаб времени диаграммы самопишущего прибора, выбираемый равным 0,5–1 дел. диаграммной ленты,

2) записывают на диаграмме изучаемый случайный процесс $y(t)$ длительностью, равной или большей расчетной длительности T , и производят квантование его по времени с шагом Δt ;

3) центрируют случайный процесс $y(t)$;

4) после центрирования вычисляют $K_x(\tau)$ по (7.76) или (7.77).

Как правило, процесс $y(t)$ нестационарен, однако во многих практических случаях его можно считать нестационарным только по математическому ожиданию. Математическая модель такого процесса на основании (7.75) может быть представлена в виде

$$y(t) = m(t) + x(t), \quad (7.89)$$

где $m(t) = a(t) + b(t) + c(t)$ — функция математического ожидания [см. (7.75)].

Центрирование случайного процесса $y(t)$ связано с выделением каждой из составляющих математического ожидания.

Для выделения составляющей $a(t)$ в основном применяется метод наименьших квадратов, сущность которого заключается в следующем.

Зависимость $a(t)$ отыскивают в виде

$$a(t) = a_0 + a_1 t,$$

где коэффициенты a_0 и a_1 находят из условия

$$\lambda = \int_0^T [y(t) - a(t)]^2 dt = \min. \quad (7.90)$$

Для дискретных значений времени

$$t = l\Delta t = t(l), \quad l = 0, 1, 2, \dots, N;$$

λ определяют по выражению

$$\lambda = \sum_{l=0}^N [y(l) - a_0 - a_1 t(l)]^2 = \min. \quad (7.91)$$

Взяв частные производные $d\lambda/da_0$ и $d\lambda/da_1$ и приравняв их нулю, получают уравнения

$$a_0(N+1) + a_1 \sum_{l=0}^N t(l) = \sum_{l=0}^N y(l);$$

$$a_0 \sum_{l=0}^N t(l) + a_1 \sum_{l=0}^N t^2(l) = \sum_{l=0}^N y(l)t(l),$$

из которых определяют значения a_0 и a_1 .

Для выделения компонента $c(t)$ применяют метод фильтрации, основанный на сглаживании математического ожидания фильтрами текущего среднего (рис. 7.18). Процесс $y(t)$ пропускают через фильтр низ-

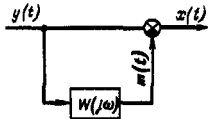


Рис. 7.18. Структурная схема фильтрации случайного процесса

ких частот, на выходе которого выделяют математическое ожидание $m(t)$, вычисляемое из $y(t)$ в сумматоре. Фильтр осуществляет преобразование $y(t)$ в $m(t)$ согласно соотношению

$$m(t) = \frac{1}{\Delta T} \int_{-\Delta T/2}^{\Delta T/2} y(t + \tau) d\tau, \quad (7.92)$$

где ΔT — интервал усреднения.

Комплексная частотная характеристика фильтра текущего среднего

$$W(j\omega) = \left(\frac{1}{\omega \Delta T/2} \sin \omega \frac{\Delta T}{2} \right)^n, \quad (7.93)$$

где n — кратность текущего среднего.

Переменным параметром фильтра является величина ΔT , которая в общем случае зависит от свойств $x(t)$ и $m(t)$. Чтобы дать рекомендацию по выбору значения ΔT , необходимо задаться математическими моделями процессов $x(t)$ и $m(t)$.

В первом приближении можно считать, что $x(t)$ имеет корреляционную функцию

$$K_x(\tau) = D_x e^{-\gamma|\tau|}, \quad (7.94)$$

а математическое ожидание

$$m(t) = A_{cp} \cos \omega_{cp} t, \quad (7.95)$$

где

$$D_x = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n [y(i\Delta t) - m(i\Delta t)]^2; \quad (7.96)$$

$$\gamma = 3/\tau_{зтх}, \quad (7.97)$$

значение $\tau_{зтх}$ определяют по (7.82).

Для оценки средних значений величин A_{cp} и ω_{cp} необходимо случайный процесс $y(t)$ записать в сжатом масштабе времени так, чтобы запись образовала отчетливую полосу, характеризующую значение $m(t)$, по которой определяют величины A_{cp} и ω_{cp} .

Вполне удовлетворительные результаты получаются при фильтрации $y(t)$ фильтром однократного текущего среднего [$n = 1$

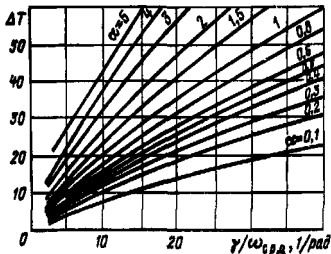


Рис. 7.19. Номограмма для определения величины ΔT фильтра однократного текущего среднего

в (7.93)], выбор параметров которого производят по номограмме на рис. 7.19. Цифры на кривых соответствуют различным значениям

$$\alpha = \sqrt{2D_x/A_{ср}^2}. \quad (7.98)$$

Определение взаимной корреляционной функции. Случайные процессы $x(t)$ и $y(t)$, между которыми определяют взаимную корреляционную функцию, в общем случае могут быть любыми, однако для большинства технических объектов каждый из них можно представить моделью, аналогичной (7.75), за исключением следующего: если взаимную корреляционную функцию вычисляют для идентификации системы путем подачи на ее вход опорного сигнала $x(t)$, то в этом случае стремятся применить недифференцируемый сигнал, близкий к белому шуму. Во всех остальных интересующих нас случаях будем считать $x(t)$ и $y(t)$ дифференцируемыми не менее чем дважды случайными процессами.

Оценка взаимной корреляционной функции стационарных и стационарно связанных эргодических случайных процессов $x(t)$ и $y(t)$ с нулевым математическим ожиданием может быть получена по непрерывно-шаговому и выборочно-шаговому алгоритмам, которые соответственно определяются выражением [28]

$$R_{xy}(l\Delta t) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) y(t + l\Delta t) dt \quad (7.99)$$

или

$$R_{xy}(l\Delta t) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x(i\Delta t) y(i\Delta t + l\Delta t). \quad (7.100)$$

Постановку эксперимента по определению $R_{xy}(\tau)$ осуществляют в два этапа.

Последовательность операций на первом этапе:

1) записывают в сжатом масштабе времени процессы $x(t)$ и $y(t)$ такой длительности, чтобы на каждом из них укладывалось 50–70 нулей;

2) если процессы $x(t)$ и $y(t)$ дифференцируемы, то определяют

$$\Delta t \approx 0,2/\sqrt{n_{0x}n_{0y}}, \quad (7.101)$$

где n_{0x} и n_{0y} вычисляют по (7.78).

Если процессы $x(t)$ и $y(t)$ недифференцируемы, то

$$\Delta t \approx 0,14/\sqrt{n_{0y}m_{0y}}, \quad (7.102)$$

где m_{0y} вычисляют по (7.79);

3) по (7.81) определяют значение Δt ;

4) определяют необходимую длину реализации T с учетом цели вычисления взаимной корреляционной функции и характера случайных процессов $x(t)$ и $y(t)$.

Если $R_{xy}(\tau)$ вычисляют для идентификации объекта методами пассивного эксперимента, то случайные процессы $x(t)$ и $y(t)$ рассматривают как дифференцируемые и для определения значения T можно воспользоваться выражениями (7.83) и (7.87). В этом случае определение значения T производят по характеристикам наиболее низкочастотного процесса.

Если $R_{xy}(\tau)$ вычисляют для идентификации объекта методами активного эксперимента, то для определения T необходима предварительная информация о характере процессов $x(t)$ и $y(t)$.

При гармоническом входном сигнале

$$x(t) = A_x \cos \omega_0 t \quad (7.103)$$

на выходе объекта устанавливаются также гармонические колебания $y(t)$, на которые накладываются помехи $n(t)$:

$$y(t) = y_1(t) + n(t) = A_y \cos(\omega_0 t + \varphi) + n(t). \quad (7.104)$$

В этом случае последовательность операций по определению необходимого значения T следующая:

1) записывают в сжатом масштабе времени (при малой скорости движения диаграммной ленты) процесс $y(t)$ длительностью

$$T_1 = (6 + 10) 2\pi \omega_0 \quad (7.105)$$

и оценивают величины A_y и φ ;

2) при $x(t) = 0$ изложенным выше методом находят оценку корреляционной функ-

ции $K_x(\tau)$ помехи $n(t)$, а по ней — оценку спектральной плотности $S_n(\omega)$ (см. ниже);

3) вычисляют необходимую длину реализации по выражению

$$T \geq 4S_n(\omega_0)/(A_y^2 \cos^2 \varphi). \quad (7.106)$$

Если входной сигнал $x(t)$ — негармонический, то, разложив его в ряд Фурье и ограничившись первым членом ряда, можно вычислить необходимое значение T по выражению (7.106).

Второй этап определения $R_{xy}(\tau)$ складывается из тех же операций, что и второй этап вычисления $K_x(\tau)$.

Вычисление спектральных плотностей. При анализе и синтезе АСР часто удобнее пользоваться не корреляционными функциями, а спектральными плотностями случайных процессов. Поэтому возникает задача определения оценок спектральных плотностей по оценкам корреляционных функций. Исходными для определения оценок спектральных плотностей служат следующие выражения:

$$S_x(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} K_x(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau = 2 \int_0^{\infty} K_x(\tau) \cos \omega\tau d\tau; \quad (7.107)$$

$$S_{xy}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{xy}(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau. \quad (7.108)$$

Оценки спектральных плотностей с использованием выражений (7.107) и (7.108) находят методами численного интегрирования или путем аппроксимации корреляционных функций типовыми корреляционными функциями. Для получения аналитического выражения спектральной плотности строят графики $S(\omega)$, по которым, если это необходимо для дальнейшего исследования, подбирают эмпирическое выражение для $S(\omega)$.

Простейшей типовой корреляционной функцией является треугольная. В качестве примера на рис. 7.20 исходная корреляционная функция $K_x(\tau)$ аппроксимирована суммой $n=5$ типовых треугольных корреляционных функций:

$$K_x(\tau) \approx \sum_{i=1}^n K_i(\tau), \quad (7.109)$$

где

$$K_i(\tau) = \begin{cases} K_i \left(1 - \frac{|\tau|}{T_i}\right) & \text{при } 0 \leq |\tau| \leq T_i; \\ 0 & \text{при } \tau > T_i. \end{cases} \quad (7.110)$$

Каждой типовой треугольной корреляционной функции соответствует спектраль-

ная плотность

$$S_i(\omega) = K_i T_i \left[\frac{\sin(\omega T_i/2)}{(\omega T_i/2)} \right]^2 = K_i T_i \varepsilon(\omega T_i), \quad (7.111)$$

где K_i и T_i определяют непосредственно по графику $K_x(\tau)$ (рис. 7.20), а значения $\varepsilon(\omega T_i)$ берут по рис. 7.21.

Таким образом,

$$S_x(\omega) = \sum_{i=1}^n S_i(\omega). \quad (7.112)$$

Чтобы применить рассмотренный метод к вычислению $S_{xy}(\omega)$, представим (7.108) в виде

$$S_{xy}(\omega) = P(\omega) + jQ(\omega), \quad (7.113)$$

где

$$P(\omega) = \int_0^{\infty} R_+(\tau) \cos \omega\tau d\tau; \quad (7.114)$$

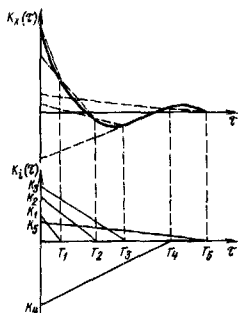


Рис. 7.20. Аппроксимация корреляционной функции типовыми треугольными функциями

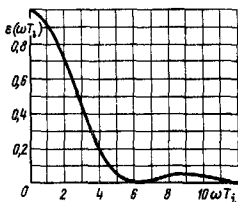


Рис. 7.21. График функции $\varepsilon(\omega T_i)$

$$Q(\omega) = \int_0^{\infty} R_-(\tau) \sin \omega \tau d\tau; \quad (7.115)$$

$$R_+(\tau) = R_{xy}(-\tau) + R_{xy}(\tau); \quad (7.116)$$

$$R_-(\tau) = R_{xy}(-\tau) - R_{xy}(\tau). \quad (7.117)$$

Вычисление $P(\omega)$ по $R_+(\tau)$ производят тем же способом, что и $S_x(\omega)$ по $K_x(\tau)$ [см. (7.109)–(7.112)].

Для вычисления $Q(\omega)$ график $R(\tau)$ аппроксимируют типовыми треугольными корреляционными функциями (рис. 7.22) с параметрами R_i и T_i . Значение $Q(\omega)$ определяют по выражению

$$Q(\omega) = \sum_{i=1}^n R_i T_i \lambda(\omega T_i). \quad (7.118)$$

где $\lambda(\omega T_i)$ определяют по рис. 7.23.

Если корреляционная функция — гармонического характера, ее удобнее аппроксимировать типовыми косинусоидальными функциями. Поясним это на примере корреляционной функции, представив ее конеч-

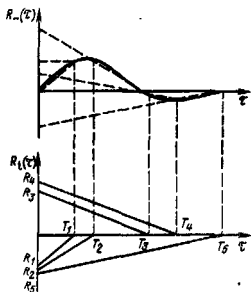


Рис. 7.22. Аппроксимация $R_-(\tau)$ типовыми треугольными функциями

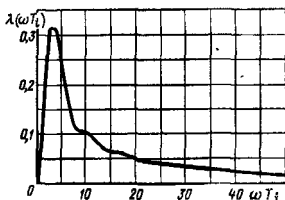


Рис. 7.23. График функции $\lambda(\omega T_i)$

ным рядом вида

$$K_x(\tau) = \begin{cases} \sum_{k=0}^n A_k \cos \frac{k\pi}{T_0} \tau & \text{при } |\tau| \leq T_0; \\ 0 & \text{при } |\tau| > T_0. \end{cases} \quad (7.119)$$

Тогда

$$S_x(\omega) = T_0 \sum_{k=0}^n (-1)^k A_k g_k(\omega T_0), \quad (7.120)$$

где

$$g_k(\omega T_0) = 2\omega T_0 \sin(\omega T_0) / [(\omega T_0)^2 - (k\pi)^2]. \quad (7.121)$$

Для вычисления коэффициентов A_k необходимо интервал τ от 0 до T_0 разбить на n равных участков $\Delta\tau$ и предварительно вычислить значения

$$\left. \begin{aligned} y_0 &= K_x(\tau_0)/2; \\ y_1 &= K_x(\tau_1); \\ &\dots \\ y_{n-1} &= K_x(\tau_{n-1}); \\ y_n &= K_x(\tau_n)/2. \end{aligned} \right\} \quad (7.122)$$

Тогда

$$\left. \begin{aligned} A_0 &= \frac{1}{n} \sum_{i=0}^n y_i; \\ A_k &= \frac{2}{n} \sum_{i=0}^n y_i \cos\left(k\pi \frac{i}{n}\right). \end{aligned} \right\} \quad (7.123)$$

Второй путь вычисления спектральных плотностей по (7.107) и (7.108) связан с предварительной аппроксимацией корреляционной функции каким-либо аналитическим выражением с последующим определением аналитического выражения для $S(\omega)$ с использованием табличных интегралов.

В общем случае характер корреляционной функции может быть любым, поэтому вид эмпирической формулы, описывающей искомую зависимость, является произвольным. Предпочтение необходимо отдавать простым формулам, обладающим достаточной точностью. Пельзя указать общий метод для нахождения наилучшего вида формулы, соответствующей опытным данным. Выбор эмпирической формулы в значительной мере зависит от искусства исследователя.

В табл. 7.12 приведены наиболее часто применяемые формулы для аппроксимации корреляционных функций и соответствующие

Таблица 7.12. Аналитические выражения для корреляционных функций и спектральных плотностей

$K_x(\tau)$	$S_x(\omega)$
$\sum_{i=1}^n D_i e^{-\gamma_i \tau }$	$2 \sum_{i=1}^n \frac{D_i \gamma_i}{\gamma_i^2 + \omega^2}$
$\sum_{i=1}^n D_i \cos \beta_i \tau$	$\pi \sum_{i=1}^n D_i [\delta(\omega - \beta_i) + \delta(\omega + \beta_i)];$ $\delta(\omega \pm \beta_i) = \begin{cases} 0 & \text{при } \omega \neq \pm \beta_i; \\ \infty & \text{при } \omega = \pm \beta_i \end{cases}$
$\sum_{i=1}^n D_i e^{-\gamma_i \tau } \cos \beta_i \tau$	$\sum_{i=1}^n D_i \gamma_i \{1/[\gamma_i^2 + (\beta_i - \omega)^2] + 1/[\gamma_i^2 + (\beta_i + \omega)^2]\}$
$\sum_{i=1}^n D_i e^{-\gamma_i \tau } \left(\cos \beta_i \tau + \frac{\gamma_i}{\beta_i} \sin \beta_i \tau \right)$	$\sum_{i=1}^n D_i \frac{\gamma_i}{\beta_i} \{ (2\beta_i - \omega)/[\gamma_i^2 + (\beta_i - \omega)^2] + (2\beta_i + \omega)/[\gamma_i^2 + (\beta_i + \omega)^2] \}$

Примечание. Во всех формулах $\sum_{i=1}^n D_i = K_x(0)$.

им формулы для спектральных плотностей.

В заключение заметим, что расчеты статических и динамических характеристик объектов регулирования и статистических характеристик возмущений целесообразно проводить на ЭВМ. Программы таких расчетов разработаны и опубликованы в [2].

7.2. ПРИБЛИЖЕННЫЕ МЕТОДЫ ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ ОПТИМИЗАЦИИ АСР

Критерии оптимальности

Параметрическая оптимизация АСР направлена на достижение определенной цели, которую прежде всего надо четко сформулировать и формализовать в виде математического описания. Например, очень часто цель параметрической оптимизации АСР сводится к выбору таких параметров настройки регуляторов, которые обеспечивают в системе запас устойчивости не ниже заданного при всех возможных вариациях параметров математической модели объекта регулирования. Иногда этого оказывается достаточно, но чаще — нет.

Запас устойчивости АСР — это необходимое, но не достаточное условие ее ка-

чественной работы. Поэтому сформулированная цель дополняется некоторыми ограничениями, накладываемыми на качественные показатели процесса регулирования. Близость достижения поставленной цели можно характеризовать некоторым целевым функционалом, который называется критерием оптимальности.

Выбор критерия оптимальности является одной из ответственных и сложных задач расчета АСР, не поддающихся формализации. В теоретических исследованиях очень часто критерий оптимальности связывают с некоторым обобщенным показателем, характеризующим качество регулирования, например с интегральными оценками качества, с дисперсией и энтропией ошибки регулирования, полагая, что между ними существует однозначная связь. Такой подход в большинстве случаев является вполне оправданным. Преимущество его состоит в том, что полученные результаты можно распространить на большое число промышленных объектов регулирования, не касаясь физической сущности происходящих в них процессов, а оперируя лишь их математическими моделями.

В практике наладки АСР промышленных объектов пока преобладает детерминистский подход, связанный с минимизацией

интегральных оценок качества регулирования (интегральный критерий) вдоль границы области допустимых по условиям заданного запаса устойчивости АСР значений параметров настройки регуляторов. Однако наличие в реальных эксплуатационных условиях случайных возмущений на объект регулирования приводит к необходимости использования для расчета промышленных АСР статистических критериев оптимальности. Большинство этих критериев в общей форме можно представить в виде

$$M\{f(x, y)\} = \min, \quad (7.124)$$

где M — символ математического ожидания; $f(x, y)$ — некоторая функция требуемого x и действительного y значений выходных сигналов АСР.

Для определения оптимальной системы по критерию (7.124) при произвольной функции $f(x, y)$ необходимо полное знание видов распределения x и y . К сожалению, эти сведения не всегда могут быть получены исходя из технологических особенностей работы АСР. Неполное знание распределения x и y позволяет решить задачу поиска оптимальных систем только для отдельных видов функции $f(x, y)$. В частности, если предположить, что распределения нормальные (а нормальное распределение вследствие его широкого распространения является наиболее вероятным), то наиболее вероятной в статистическом смысле оптимальной системой является линейная, синтезированная по (7.124) с

$$f(x, y) = (x - y)^2. \quad (7.125)$$

В таком виде критерий носит название критерия минимума средней квадратической ошибки (дисперсионный критерий). При гаус-

совском распределении x и y система, синтезированная по этому критерию, оказывается оптимальной и с точки зрения многих других критериев. Вот почему критерий минимума средней квадратической ошибки получил наибольшее распространение при оптимизации промышленных АСР.

Этот критерий является простейшим с математической точки зрения и имеет экономическое и технологическое обоснование для многих промышленных объектов, связанных с регулированием давления и температуры, с поддержанием максимального значения КПД, минимальных энергетических и материальных потерь и т. п.

Таким образом, в предположении нормального распределения x и y критерий минимума средней квадратической ошибки является наилучшим и в некотором смысле вынужденным из-за отсутствия достаточных априорных сведений о требуемых и действительных распределениях x и y .

При гауссовском распределении между средней квадратической ошибкой регулирования и ее энтропией существует однозначная связь. Поэтому в последнее время вместо критерия минимума средней квадратической ошибки регулирования при расчете оптимальных параметров настройки регуляторов находит применение критерий минимума энтропии ошибки регулирования (информационный критерий). Несмотря на математическую общность обоих критериев последний является более строгим, снимая, по сути дела, вопрос о вынужденной необходимости использования гауссовского распределения из-за незнания истинного. При гауссовском распределении энтропия ошибки регулирования максимальная, а действие помех наиболее эффективно. В этом случае

Таблица 7.13. Формулы ВТИ

Параметры настройки	Формулы для регуляторов			Характеристика объекта
	П	ПИ	ПД	
$\delta = 1, k_p$ T_n	$\epsilon_{06} \tau_{06}$ —	$1,1 \epsilon_{06} \tau_{06}$ $3,3 \epsilon_{06} \tau_{06}$	$0,8 \epsilon_{06} \tau_{06}$ $2,5 \tau_{06}$	$0 < \tau_{06} / T_{06} < 0,2$
$\delta = 1/k_p$ T_n	$2,6 k_{06} (\tau_{06} / T_{06} - 0,08) / (\tau_{06} / T_{06} + 0,6)$ —	$0,8 T_{06}$	$3,7 k_{06} (\tau_{06} / T_{06} - 0,13) / (\tau_{06} / T_{06} + 1,5)$ T_{06}	$0,2 < \tau_{06} / T_{06} < 1,5$
$\delta = 1/k_p$ T_n	$2 k_{06}$ —	$2 k_{06}$ $0,6 \tau_{06}$	$1,7 k_{06}$ $0,7 \tau_{06}$	$\tau_{06} / T_{06} > 1,5$

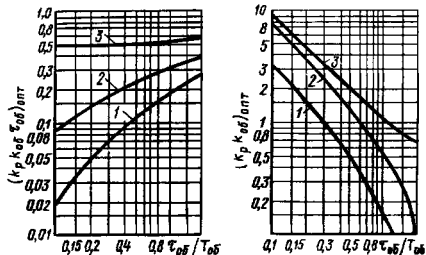


Рис. 7.24. Номограммы для определения оптимальных параметров настройки И-регулятора (а) и П-регулятора (б) статических объектов:

1 - $\psi = 1,0 \div 0,95$; 2 - $0,95 \div 0,85$; 3 - $\psi = 0,85 \div 0,75$

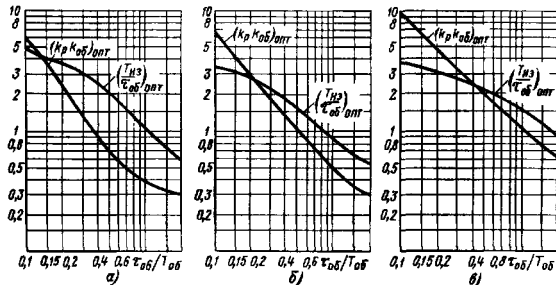
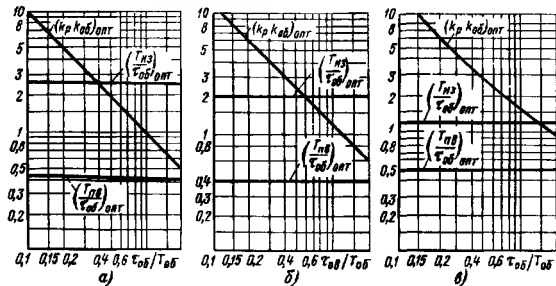


Рис. 7.25. Номограммы для определения оптимальных параметров настройки ПИ-регулятора статических объектов:

а - $\psi = 1,0 \div 0,95$; б - $\psi = 0,95 \div 0,85$; в - $\psi = 0,85 \div 0,75$

Рис. 7.26. Номограммы для определения оптимальных параметров настройки ПИД-регулятора статических объектов:

а - $\psi = 1,0 \div 0,95$; б - $\psi = 0,95 \div 0,85$; в - $\psi = 0,85 \div 0,75$



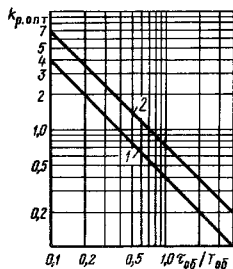


Рис. 7.27. Номограмма для определения оптимальных параметров настройки П-регулятора астатических объектов:
1 — $\psi = 1,0 \div 0,95$, 2 — $\psi = 0,95 \div 0,85$

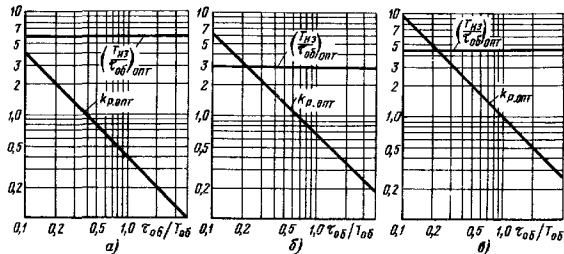
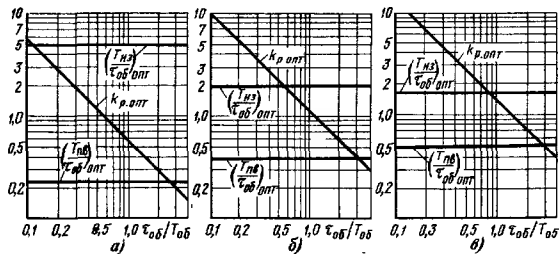


Рис. 7.28. Номограммы для определения оптимальных параметров настройки ПИ-регулятора астатических объектов:

а — $\psi = 1,0 \div 0,95$; б — $\psi = 0,95 \div 0,85$, в — $\psi = 0,85 \div 0,75$

Рис. 7.29. Номограмма для определения оптимальных параметров настройки ПИД-регулятора астатических объектов:

а — $\psi = 1,0 \div 0,95$; б — $0,95 \div 0,85$; в — $\psi = 0,85 \div 0,75$



расчет системы ведется на наилучшие условия ее работы, и это уже не вынужденное, а необходимое решение [16, 17]

В заключение сформулируем в общем виде критерий параметрической оптимизации промышленных АСР: *параметры настройки регуляторов должны быть выбраны такими, чтобы в замкнутой АСР был обеспечен заданный запас устойчивости; при этом выбранный показатель качества регулирования должен быть не хуже требуемого (или должен иметь экстремальное значение).*

Поскольку в теории автоматического регулирования запас устойчивости может быть оценен по-разному, а также используются различные показатели качества регулирования (см. § 2.2), в инженерных расчетах применяются несколько методов определения оптимальных параметров настройки регуляторов.

Ниже рассмотрены наиболее распространенные из них.

Приближенные формулы для определения параметров настройки

В практике наладочных работ широко используют приближенные формулы для определения оптимальных параметров настройки регуляторов в зависимости от параметров моделей объектов регулирования, аннотированных выражениями (7.46) и (7.47), и различных критериев оптимальности.

Наиболее длительную проверку временем выдержали формулы (табл. 7.13), предложенные Всесоюзным теплотехническим институтом им. Ф. Э. Дзержинского (ВТИ). В качестве критерия параметрической оптимизации в формулах ВТИ приняты степень затухания (2.64) $\psi = 0,75$ и интегральная квадратичная оценка качества J_2 (2.71), близкая к минимуму.

Номограммы

Для моделей объектов регулирования (7.46) и (7.47) для различных критериев параметрической оптимизации предложен ряд номограмм по определению оптимальных параметров настройки линейных моделей автоматических регуляторов.

На рис. 7.24–7.26 приведены номограммы для определения оптимальных параметров настройки И-, П-, ПИ-, ПИД-регуляторов статических объектов с передаточной функцией (7.46).

На рис. 7.27–7.29 приведены диаграммы для определения оптимальных параметров настройки П-, ПИ-, ПИД-регуляторов астатических объектов с передаточной функцией (7.47). При пользовании этими номограммами следует полагать $T_{06} = 1/\epsilon_{06}$. Все номограммы построены по критерию $J_2 = \min$ (2.71) для различных ψ (2.64).

7.3. АНАЛИТИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ ОПТИМИЗАЦИИ АСР

В аналитических методах первая часть решения поставленной задачи связана с построением в плоскости параметров настройки регулятора области заданного запаса устойчивости свободного движения замкнутой АСР. Точность решения этой задачи зависит от того, как заданы (определены) динамические свойства объекта регулирования.

Если динамические свойства объекта регулирования (передаточная функция КЧХ и т.п.) определены в аналитической форме, то предпочтение следует отдать методу расширенных КЧХ. Если динамические свойства объекта регулирования (КЧХ) определены экспериментально, то предпочтение следует отдать методу максимума АЧХ.

Дальнейшее решение поставленной задачи связано с выбором оптимальных значений параметров настройки регулятора точки на границе области заданного запаса устойчивости АСР, обеспечивающей экстремум выбранному косвенному показателю, оценивающему качество регулирования. Выбор этой точки не зависит от того, как была построена граница области заданной степени колебательности. Оно определяется в основном статистическими характеристиками действующих возмущений.

Метод расширенных КЧХ

Поясним идею метода на примере АСР с ПИ-регулятором [29]. Полученные результаты несложно распространить на системы с И- и П-регуляторами путем предельных переходов $k_p = 0$ или $k_p/T_{ин} = 0$, а также на АСР с ПИД-регулятором, положив $T_{ин}/T_{ин} = \max = \text{const}$.

В основе метода лежит понятие так называемых расширенных комплексных частотных характеристик $W(m, j\omega)$, получаемых из передаточных функций заменой $p = \omega(j - m)$, где m связана с ψ выражением (2.65).

Передаточная функция ПИ-регулятора в рассматриваемом методе расчета задается в виде [29]

$$W_p(p) = -(c_0/p + c_1), \quad (7.126)$$

где $c_0 = k_p/T_{ин}$; $c_1 = k_p$.

Расширенная КЧХ ПИ-регулятора

$$W_p(m, j\omega) = \frac{\sqrt{(c_0 - m\omega c_1)^2 + (\omega c_1)^2}}{\omega \sqrt{m^2 + 1}} \times e^{j\left(\frac{\pi}{2} + \arctg \frac{\omega c_1}{c_0 - m\omega c_1} - \arctg m\right)}. \quad (7.127)$$

Для объектов, заданных передаточными функциями (7.46) и (7.47), их расширенные КЧХ соответственно имеют вид

$$W_{об}(m, j\omega) = \frac{k_{об} e^{m\omega\tau_{об}}}{\sqrt{\omega^2 T_{об}^2 + (m\omega T_{об} - 1)^2}} \times e^{j\left(\arctg \frac{\omega T_{об}}{m\omega T_{об} - 1} - \omega\tau_{об}\right)}, \quad (7.128)$$

$$W_{об}(m, j\omega) = \frac{\varepsilon_{об} e^{m\omega\tau_{об}}}{\omega \sqrt{m^2 + 1}} \times e^{j\left(\frac{\pi}{2} + \arctg m + \omega\tau_{об}\right)}. \quad (7.129)$$

Исходным для расчета границы области заданной степени затухания ψ (степени колебательности m) является соотношение [29]

$$W_{об}(m, j\omega) W_p(m, j\omega) = 1. \quad (7.130)$$

Представим расширенные КЧХ объекта и регулятора в виде

$$W_{об}(m, j\omega) = A_{об}(m, \omega) e^{j\varphi_{об}(m, \omega)}; \quad (7.131)$$

$$W_p(m, j\omega) = A_p(m, \omega) e^{j\varphi_p(m, \omega)}. \quad (7.132)$$

Тогда (7.130) преобразуется в систему двух уравнений

$$\left. \begin{aligned} A_p(m, \omega) &= 1/A_{об}(m, \omega); \\ \varphi_p(m, \omega) &= -\varphi_{об}(m, \omega). \end{aligned} \right\} \quad (7.133)$$

Левая часть этих уравнений зависит от ω и искоемых параметров настройки регулятора c_0 и c_1 . Правая часть уравнений зависит от частоты ω и известных параметров объекта. Разрешив (7.133) относительно c_0 и c_1 , найдем границу области заданной степени колебательности m в параметрической форме:

$$\left. \begin{aligned} c_0 &= c_0(\omega), \\ c_1 &= c_1(\omega). \end{aligned} \right\} \quad (7.134)$$

Задавая различные значения ω по (7.134), можно построить искомую границу заданной степени колебательности m .

Для объекта с передаточной функцией (7.46) решение имеет вид

$$\left. \begin{aligned} c_0 &= \frac{T_{об}(m^2 + 1)}{k_{об} T_{об}^2 e^{m\omega\tau_{об}}} \left[\omega\tau_{об} \cos \omega\tau_{об} - \left(m\omega\tau_{об} - \frac{\tau_{об}}{T_{об}} \right) \sin \omega\tau_{об} \right]; \\ c_1 &= \frac{T_{об}}{k_{об} T_{об} e^{m\omega\tau_{об}}} \left[\left(2m\omega\tau_{об} - \frac{\tau_{об}}{T_{об}} \right) \cos \omega\tau_{об} + \left(\omega\tau_{об} - m^2\omega\tau_{об} + m \frac{\tau_{об}}{T_{об}} \right) \sin \omega\tau_{об} \right]. \end{aligned} \right\} \quad (7.135)$$

Для объекта с передаточной функцией (7.47) решение имеет вид

$$\left. \begin{aligned} c_0 &= \frac{\omega^2 (1 + m^2)}{\varepsilon_{об} e^{m\omega\tau_{об}}} (\cos \omega\tau_{об} - m \sin \omega\tau_{об}); \\ c_1 &= -\frac{\omega}{\varepsilon_{об} e^{m\omega\tau_{об}}} [2m \cos \omega\tau_{об} + (1 - m^2) \sin \omega\tau_{об}]. \end{aligned} \right\} \quad (7.136)$$

Для объектов с передаточной функцией любого вида задача несложно программируется и решается на ЭВМ. Такие программы разработаны и опубликованы в [2].

По результатам расчета в плоскости параметров настройки регулятора $c_1 - c_0$ строится граница области заданного m (рис. 7.30). Дальнейшие поиски оптимальных параметров настройки регулятора сводятся к нахождению оптимальных параметров настройки регулятора на границе области заданной степени колебательности.

Если предположить, что действующие в АСР возмущения являются низкочастотными (в частности, детерминированные возмущения типа «скачка» являются низкочастотными), то оптимальные параметры настройки регулятора соответствуют условию

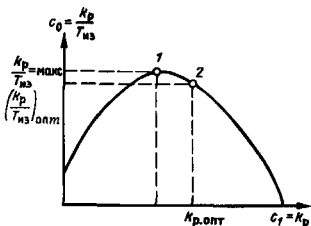


Рис. 7.30. Границы области заданной степени колебательности

$k_p/T_{из} = \text{макс}$ (точка 1 на рис. 7.30). В этом случае интегральная оценка I_2 , определяемая по (2.71), стремится к минимуму. Чаще выбирают оптимальной точку 2 на рис. 7.30, расположенную правее точки 1 [16, 29].

Все расчеты программируются для их выполнения на ЭВМ. Программы таких расчетов приведены в [2]. В простейшем случае их можно выполнить на программируемых микрокалькуляторах.

Ниже в качестве примера приведена методика расчета оптимальных параметров настройки ПИ-регулятора на микрокалькуляторе БЗ-39.

Программа расчета составлена для одноконтурной АСР с ПИ-регулятором и объектом с передаточной функцией

$$W_{об}(p) = \frac{k_{об}}{T_1 p^2 + T_2 p + T_3} e^{-p\tau_{об}},$$

из которой можно получить следующие модели объекта:

$$W_{об1}(p) = k_{об} e^{p\tau_{об}} \text{ при } T_1 = T_2 = 0, T_3 = 1;$$

$$W_{об2}(p) = [1/(T_2 p)] e^{p\tau_{об}} \text{ при } k_{об} = 1, \\ T_1 = T_3 = 0;$$

$$W_{об3}(p) = [k_{об}/(T_2 p + 1)] e^{p\tau_{об}} \\ \text{при } T_1 = 0, T_3 = 1;$$

$$W_{об4}(p) = \{k_{об}/[p(T_1 p + 1)]\} e^{p\tau_{об}} \\ \text{при } T_2 = 1, T_3 = 0;$$

$$W_{об5}(p) = [k_{об}/(T_1 p^2 + T_2 p + 1)] e^{-p\tau_{об}} \\ \text{при } T_3 = 1.$$

Приведенные передаточные функции объектов регулирования охватывают достаточно большой круг практических инженерных задач.

Модель ПИ-регулятора принята в виде

$$W_p(p) = -(c_1 + c_0/p),$$

где $c_1 = k_p$; $c_0 = k_p/T_{из}$.

Расчет границы области заданной степени колебательности выполняется по методу расширенных КЧХ. Исходным для расчета является выражение $W_p(p) = 1/W_{об}(p)$. Подставляя в него $p = -m\omega + j\omega$, получаем

$$W_p(m, j\omega) = W_{об}^*(m, j\omega),$$

где $W_p(m, j\omega) = \text{Re}_p(m, \omega) + j \text{Im}_p(m, \omega)$,

$$\text{Re}_p(m, \omega) = c_0 \frac{m}{\omega(m^2 + 1)} + c_1;$$

$$\text{Im}_p(m, \omega) = c_0/\omega(m^2 + 1);$$

$$W_{об}^*(m, j\omega) = 1/[W_{об}(m, j\omega)] = \\ = \text{Re}_{об}^*(m, \omega) + j \text{Im}_{об}^*(m, \omega)$$

— инверсная расширенная КЧХ объекта;

$$\text{Re}_{об}^*(m, \omega) = \frac{1}{k_{об}} e^{m\omega\tau_{об}} \{[\omega^2 T_1 (m^2 - 1) - \\ - T_2 m\omega + T_3] \cos \omega\tau_{об} - \omega (T_2 - \\ - 2m\omega T_1) \sin \omega\tau_{об}\};$$

$$\text{Im}_{об}^*(m, \omega) = \frac{1}{k_{об}} e^{m\omega\tau_{об}} \{[\omega^2 T_1 (m^2 - \\ 1) - T_2 m\omega + T_3] \sin \omega\tau_{об} + \\ + \omega (T_2 - 2m\omega T_1) \cos \omega\tau_{об}\}.$$

Из системы уравнений

$$\begin{cases} \text{Re}_p(m, \omega) = \text{Re}_{об}^*(m, \omega); \\ \text{Im}_p(m, \omega) = \text{Im}_{об}^*(m, \omega) \end{cases}$$

получаем уравнение границы области заданной степени колебательности в параметрической форме:

$$\begin{cases} c_0(m, \omega) - \omega(m^2 + 1) \text{Im}_{об}^*(m, \omega); \\ c_1(m, \omega) = m \text{Im}_{об}^*(m, \omega) - \text{Re}_{об}^*(m, \omega). \end{cases}$$

Расчет c_0 и c_1 выполняется по программе, приведенной в табл. 7.14.

Порядок работы с программой следующий:

1) перед началом работы поставить переключатель «Р—Г» в положение «Р»;

2) перед вводом программ нажать клавиши В/О F ПРГ, после чего на индикаторе должен загореться адрес ввода программы 00;

3) ввести программу (контроль правильности ввода ведется по коду операции, считываемому с индикатора). Ошибочный ввод можно исправить с помощью клавиш ШГ и ШГ, перемещая программу вперед и назад и заменяя неправильный набор правильным;

4) проверить правильность ввода программы. Для этого последовательно нажать клавиши F АВТ 1 П 0 П 1 П 2 П 3 П 4 П 5 П 6 П 7 В/О С/П. После останова прочесть число —1.

Нажать клавишу С/П, прочесть число —3,9753221—01.

Нажать клавишу С/П, прочесть число —5, 0832598—01.

Нажать клавишу С/П, прочесть число 2. Если хотя бы одно число отличается от приведенных, проверить правильность ввода программы;

5) ввести исходные данные, нажав последовательно клавиши F АВТ k П 0 T₁ П 1 T₂ П 2 T₃ П 3 τ П 4 ω П 5 Δω П 6 m П 7.

Рекомендуется расчет начинать с $\omega = 0$. Величина $\Delta\omega = \omega_{*+1} - \omega_*$ определяется после первых прикидочных расчетов c_0 и c_1

Таблица 7.14. Программа расчета на микрокалькуляторе БЗ-34 границы области заданной степени колебательности по расширенной КЧХ

Адрес	Клавиши	Код
00	ИП 5	65
01	ИП 4	64
02	×	12
03	П А	4—
04	ИП 7	67
05	×	12
06	/—/	0L
07	Fe ⁺	16
08	ИП 0	60
09	÷	13
10	П Д	4 г
11	ИП А	6—
12	Fsin	1 С
13	П С	4 С
14	ИП А	6—
15	Fcos	1 г
16	П В	4 L
17	ИП 7	67
18	ИП 5	65
19	×	12
20	П А	4—
21	ИП 1	61
22	×	12
23	2	02
24	×	12
25	ИП 2	62
26	—	11
27	ИП 5	65
28	×	12
29	П 8	48
30	ИП А	6—
31	ИП 2	62
32	×	12
33	П А	4—
34	ИП 7	67
35	↑	0E
36	×	12
37	ИП 1	61
38	×	12
39	ИП 1	61
40	—	11
41	ИП 5	65
42	×	12
43	ИП 5	65
44	×	12
45	ИП А	6—
46	—	11
47	ИП 3	63
48	+	10
49	П 9	49
50	ИП В	6 L
51	×	12
52	П А	4—
53	ИП 8	68
54	ИП С	6 С
55	×	12
56	ИП А	6—
57	+	10
58	П А	4—

Адрес	Клавиши	Код
59	ИП 8	68
60	ИП В	6 L
61	×	12
62	П В	4 L
63	ИП 9	69
64	ИП С	6 С
65	×	12
66	ИП В	6 L
67	—	11
68	П В	4 L
69	ИП 7	67
70	↑	0E
71	×	12
72	1	01
73	+	10
74	ИП 5	65
75	С, П	50
76	×	12
77	ИП В	6 L
78	×	12
79	ИП Д	6 г
80	×	12
81	С/П	50
82	ИП 7	67
83	ИП В	6 L
84	×	12
85	ИП А	6—
86	—	11
87	ИП Д	6 г
88	×	12
89	С П	50
90	ИП 5	65
91	ИП 6	66
92	+	10
93	П 5	45
94	БП	51
95	0	00
96	0	00

с желаемой точностью построения $c_0 = f(c_1)$. Обычно при $T_2 > 10$ с $\Delta\omega$ выбирается в диапазоне 0,005–0,01;

6) пусть программу, нажав клавиши В/О С/П. После останова прочесть текущее значение ω ;

7) нажать клавишу С/П, после останова прочесть значение c_0 ;

8) нажать клавишу С/П, после останова прочесть значение c_1 ;

9) нажать клавишу С/П, после останова прочесть значение $\omega_{i+1} = \omega_i + \Delta\omega$;

10) повторить 7–9 до получения желаемого результата.

Пример 7.7. Определить границы области заданной степени колебательности АСР с ПИ-регулятором и объектом с передаточной функцией

$$W_{об}(p) = \frac{1,1e^{-10p}}{(50p + 1)}.$$

Таблица 7.15. Результаты расчета $c_0 = f(c_1)$ к примеру 7.7

ω , рад/с	c_0	c_1
0,00	0	-9,090909 -0,1
0,01	5,4681683 -03	-6,27404 -01
0,02	2,705319 -02	-2,7311666 -01
0,03	4,3649702 -02	1,4037038 -01
0,04	7,1900134 -02	5,991806 -01
0,05	1,0281204 -01	1,0892163
0,06	1,3359433 -01	1,5964042
0,07	1,6140593 -01	2,1069291
0,08	1,8344746 -01	2,6074525
0,09	1,9705034 -01	3,0853143
0,10	1,9975765 -01	3,5287156
0,11	1,8939758 -01	3,9268774
0,12	1,6414776 -01	4,2701813
0,13	1,2258915 -01	4,5502852
0,14	6,3749137 -02	4,7602013
0,15	-1,2866912 -02	4,8944227

Шаг по частоте $\Delta\omega = 0,01$, начальное значение $\omega = 0$, значение $m = 0,221$.

Для решения необходимо:

1) ввести программу;
2) ввести исходные данные, нажав последовательно клавиши F АВТ 1,1 П 0 0 П 1 50 П 2 1 П 3 10 П 4 0 П 5 0,01 П 6 0,221 П 7;

3) пустить программу, нажав клавиши В/О С/П. После останова прочесть $\omega = 0$;

4) нажимая только клавишу С/П, после каждого останова прочесть соответственно c_0 , c_1 и $\omega_{i+1} = \omega_i + \Delta\omega$;

5) результаты расчета свести в табл. 7.15.

Кроме метода расширенных КЧХ разработаны и более строгие методы решения, учитывающие статистические характеристики действующих возмущений. Рассмотрим два из них.

Дисперсионный метод

В этом методе качество регулирования оценивают по значению дисперсии ошибки регулирования σ_e^2 . Если задающее воздействие $x(t) = \text{const}$, а возмущающее воздействие $\varphi(t)$ приложено к выходу объекта регулирования, то

$$\sigma_e^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty S_\varphi(\omega) \left| \frac{1}{1 + W_{об}(j\omega) W_p(j\omega)} \right|^2 d\omega, \quad (7.137)$$

где $S_\varphi(\omega)$ — спектральная плотность возмущения $\varphi(t)$; $W_{об}(j\omega)$, $W_p(j\omega)$ — КЧХ объекта и регулятора соответственно.

Двигаясь вдоль границы области заданной степени колебательности (см. рис. 7.30), можно построить по (7.137) зависимость $\sigma_e^2 = f(k_p)$ аналогично изображенной на рис. 7.31 и по критерию $\sigma_e^2 = \min$ выбрать оптимальные значения k_p и $T_{из}$.

Задача может быть также решена на ЦВМ и АВМ. Программы расчета для ЦВМ разработаны и опубликованы в [2].

Применение АВМ основано на использовании зависимости (2.85), когда на вход АСР подается белый шум с корреляционной функцией, равной δ -функции. Для этого сначала белый шум пропускают через формирующий фильтр, на выходе которого получают сигнал с заданной $S_\varphi(\omega)$.

Параметры формирующего фильтра (рис. 7.32) выбирают по характеристикам $S_\varphi(\omega)$ из следующих соотношений. Если на вход фильтра подать белый шум со спектральной плотностью $S(\omega) = 1$, то спектральная плотность выходного сигнала

$$S_\varphi(\omega) = |W_\varphi(j\omega)|^2, \quad (7.138)$$

откуда передаточная функция формирующего фильтра

$$W_\varphi(p) = S_\varphi(+j\omega)_{j\omega \rightarrow p}. \quad (7.139)$$

Таким образом, для получения $W_\varphi(p)$ надо $S_\varphi(\omega)$ разложить на два сомножителя

$$S_\varphi(\omega) = S_\varphi(+j\omega) S_\varphi(-j\omega) \quad (7.140)$$

и в сомножителе $S_\varphi(+j\omega)$ заменить $j\omega$ на p . Например, если

$$S_\varphi(\omega) = 2\sigma_\varphi^2 \gamma / (\gamma^2 + \omega^2), \quad = \sigma_\varphi \sqrt{2\gamma} / (\gamma + j\omega) \sigma_\varphi \sqrt{2\gamma} / (\gamma - j\omega), \quad (7.141)$$

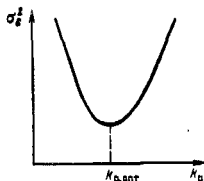


Рис. 7.31. Зависимость $\sigma_e^2 = f(k_p)$ вдоль границы области заданной степени устойчивости

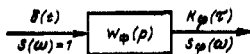


Рис. 7.32. Формирующий фильтр

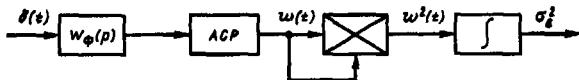


Рис. 7.33. Определение дисперсии ошибки регулирования на ЭВМ

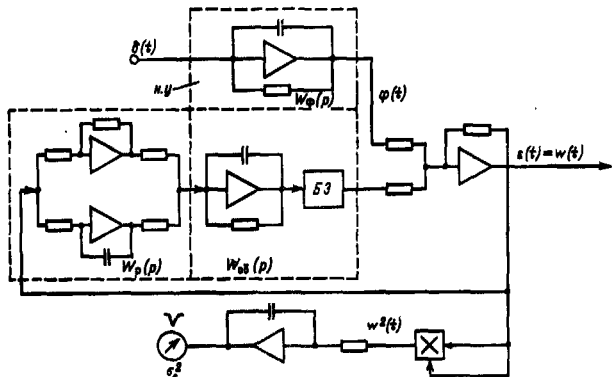


Рис. 7.34. Пример определения σ_ϵ^2 на ЭВМ

то

$$W_\phi(p) = \sigma_\epsilon \sqrt{2\gamma} / (\gamma + p) = k_\phi / (T_\phi p + 1), \quad (7.142)$$
 где $T_\phi = 1/\gamma$, $k_\phi = \sigma_\epsilon \sqrt{2\gamma}$.

Структурная схема решения задачи показана на рис. 7.33. В качестве примера на рис. 7.34 приведена схема определения σ_ϵ^2 на АВМ для АСР с ПИ-регулятором, где

$$W_{0\phi}(p) = k_{0\phi} e^{-pT_{0\phi}} / (T_{0\phi} p + 1),$$

$$K_\phi(\tau) = \sigma_\epsilon^2 e^{-\gamma|\tau|},$$

$\delta(t)$ задается начальными условиями.

Информационный метод

Одноконтурная АСР, изображенная на рис. 7.35, путем простейших преобразований

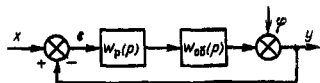


Рис. 7.35. Структурная схема одноконтурной АСР

приводится к виду, показанному на рис. 7.36. В этом случае ее можно рассматривать как замкнутый канал передачи информации $x \rightarrow y$ [16].

С информационной позиций точность работы такого канала тем выше, чем больше его пропускная способность

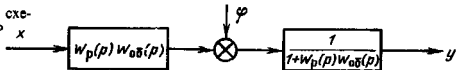
$$R_x = \int_0^F \ln \left[1 + \frac{S_x(f) |W_{0\phi}(jf) W_p(jf)|^2}{S_\phi(f)} \right] df, \quad (7.143)$$

где $f = \omega/2\pi$; $S_x(f)$ и $S_\phi(f)$ — спектральные плотности сигналов $x(t)$ и $\phi(t)$; $W_{0\phi}(jf)$ и $W_p(jf)$ — КЧХ объекта и регулятора; $F = \omega_{\text{срез}}/2\pi$ — частота среза $S_\phi(f)$.

В информационной теории управления для оптимизации рассматриваемой системы применяют критерий $R_x = \text{макс}$, который при нормальных видах одномерной плотности распределения вероятностей $x(t)$ и $\phi(t)$ совпадает с критерием минимума дисперсии ошибки регулирования.

Для АСР с ПИ-регулятором при $R_x = \text{макс}$ оптимальные параметры настройки

Рис. 7.36. Преобразованная схема одноконтурной АСР x



c_0 и c_1 находят аналитически из совместного решения системы уравнений [16]

$$\left. \begin{aligned} c_1 &= f(c_1); \\ F + (dc_0/dc_1 - c_0/c_1) \operatorname{arctg} [(c_1/c_0) F] &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (7.144)$$

наблюдают реакцию системы на эти возмущения. Целенаправленно изменяя параметры настройки регулятора по заранее известному алгоритму, добиваются нужного вида переходного процесса или определенного положения некоторых точек КЧХ в комплексной плоскости.

Обычно это многошаговая итерационная процедура, поэтому эти методы часто называют *итерационными*. В настоящее время они разработаны настолько, что позволяют в ряде случаев автоматизировать процесс параметрической оптимизации АСР и осуществлять его при минимальном участии человека-наладчика. Вопросы автоматизации настройки с помощью итерационных методов освещены в специальной литературе, например в [20], поэтому здесь они не рассматриваются.

Настройка АСР по методу «отработки возмущения за одно включение»

Этот метод применяют при наладке АСР с малоинерционными объектами регулирования, подверженными большому влиянию помех, когда аналитические методы малоэффективны из-за чрезвычайно неточных сведений о динамических характеристиках объекта.

На первоначальном этапе наладки ПИ-регулятора проверяют цену деления задатчика. Для этого переключатель рода работ переводят в положение «Автоматическое» и наносят небольшие возмущения задатчиком в обе стороны, наблюдая за изменением регулируемого параметра. За цену деления принимают среднее из трех—пяти опытов. Стабилизируют процесс. Переключатель управления ставят в положение «Автоматическое» и задатчиком наносят возмущение, допустимое по условиям технологии.

После первого включения регулятора переключатель управления ставят в положение «Дистанционное» и наблюдают за регулируемым параметром. Если параметр, установленный регулятором за одно включение, меньше (больше) заданного, то коэффициент усиления регулятора мал (велик). Изменяя k_p , добиваются точной отработки возмущения за одно включение.

После выбора k_p повторяют опыты с изменением задания при различных $T_{из}$, но после первого включения регулятора переключатель управления оставляют в положении «Автоматическое» и наблюдают за направлением дальнейших срабатываний регулятора. Если регулятор продолжает вклю-

чаться в ту же же сторону, что и при первом включении, необходимо увеличить $T_{из}$, в противном случае — уменьшить. Корректировка $T_{из}$ продолжается до тех пор, пока последующие включения регулятора после первого не будут отсутствовать.

Метод Циглера и Никольса

Замкнутую АСР с П-регулятором (или ПИ-регулятором, превращенным в П-регулятор за счет установки бесконечно большого значения $T_{из}$) путем постепенного увеличения k_p выводят на границу устойчивости. Для этого режима определяют $k_{p\text{ кр}}$ и $T_{\text{пер кр}}$ — период установившихся автоколебаний, по которым и рассчитывают оптимальные параметры настройки регулятора.

Для П-регулятора

$$k_{p\text{ опт}} = 0,55k_{p\text{ кр}} \quad (7.152)$$

Для ПИ-регулятора

$$k_{p\text{ опт}} = 0,35k_{p\text{ кр}}; T_{из\text{ опт}} = 1,25T_{\text{пер кр}} \quad (7.153)$$

Метод достаточно прост, он позволяет обеспечить в системе заданный запас устойчивости, но не гарантирует экстремума показателя качества регулирования (интегрального, дисперсионного и т. п.).

Пошаговая оптимизация с оценкой переходной характеристики на каждом шаге

Сущность метода основана на взаимосвязи между формой переходных процессов при различных настройках АСР и расположением соответствующих точек в плоскости параметров настройки АСР. В плоскости параметров настройки ПИ-регулятора существуют линии одинаковой степени ψ (рис. 7.38, а). Из рис. 7.38, а видно, что одну и ту же степень затухания ψ можно получить при различном сочетании параметров настройки регулятора. Однако другие показатели качества регулирования — максимальное динамическое отклонение, длительность переходного процесса и площадь под кривой переходного процесса — будут при этом различными. На рис. 7.38, б показан примерный вид переходных процессов для различных точек линии $\psi = 0,75$. Если в плоскости параметров настройки ПИ-регулятора для заданного ψ построить интегральную оценку качества регулирования (2.70) — (2.72), то она будет иметь вид, показанный на рис. 7.38, в.

Таким образом, если путем изменения настройки регулятора двигаться слева напра-

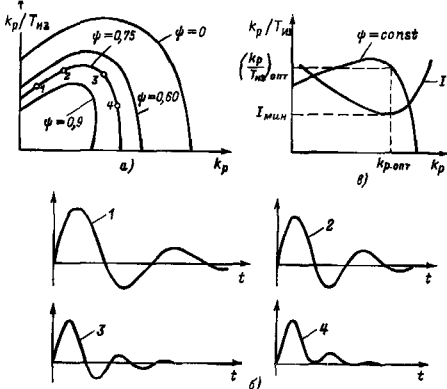


Рис. 7.38. Границы области заданного ψ в плоскости параметров настройки ПИ-регулятора (а); переходные характеристики при настройках, соответствующих точкам 1–4 (б); интегральная квадратичная оценка I (в)

во вдоль любой линии равного затухания, то качество процесса регулирования будет повышаться до тех пор, пока не будет достигнут экстремум — минимум $I = I_{\text{мин}}$ (рис. 7.38, в). При этом улучшаются показатели качества переходного процесса. При дальнейшем движении вправо начинается постепенное ухудшение качества переходного процесса: кривая переходного процесса будет иметь растянутую во времени конечную часть. В результате площадь под кривой и время переходного процесса увеличиваются.

Оптимальной настройке соответствует зона в окрестности точки 3. Эта зона делит линию равного затухания на две ветви. Восходящая ветвь линии равного затухания, на которой лежат точки 1 и 2, является низкочастотной, нисходящая — высокочастотной. Переходный процесс, соответствующий настройкам в точке 1 низкочастотной ветви, характеризуется большими периодом колебаний, динамической ошибкой и площадью под кривой переходного процесса. Переходный процесс, соответствующий точке 4 высокочастотной ветви, характеризуется наличием аperiodической составляющей и, следовательно, затянутостью переходного процесса.

Поиск оптимальных настроек АСР с ПИ-регулятором основан на следующих особенностях этих систем:

1) высокочастотные ветви линий равной степени затухания в плоскости параметров настройки АСР, имеющих самую разнообразную динамическую структуру объектов регулирования, расположены вертикально или под небольшим углом к вертикали. Следствием этой особенности АСР является то, что в области настроек, близких к оптимальным или отличающихся от них повышенным значением постоянной времени издрорма $T_{из}$, степень затухания переходных процессов в основном определяется значением коэффициента передачи k_p регулятора и слабо меняется при изменении $T_{из}$;

2) появление аperiodической составляющей переходных процессов является признаком того, что точка, соответствующая данной настройке, расположена на высокочастотной ветви линии равного затухания;

3) переходные процессы, соответствующие настройкам, расположенным на высокочастотной ветви линии равного затухания, несущественно отличаются друг от друга по значению максимального отклонения регулируемого параметра, т. е. изменение интегральной оценки качества зависит главным образом от размеров аperiodической составляющей переходных процессов. Следовательно, при движении снизу вверх вдоль высокочастотной ветви оптимум достигается, когда исчезнет аperiodическая составляющая в пе-

реходном процессе или ее значение будет небольшим;

4) оптимальное значение $T_{из, опт}$ слабо зависит от значения ψ , т. е. найденное при данном ψ значение оптимального времени изодрома $T_{из, опт}$ остается оптимальным и для других значений ψ ;

5) из рис. 7.38, в видно, что оптимум настройки, соответствующий $I_{мин}$ при заданной степени затухания, имеет небольшую кривизну. Поэтому при решении практических задач под оптимальной настройкой следует понимать не точку, а определенную область в плоскости параметров настройки.

Таким образом, при выборе оптимальных настроек можно полагать, что оптимальным значением постоянной времени изодрома $T_{из, опт}$ является граничное (или близкое к нему) значение $T_{из}$, при котором исчезает апериодическая составляющая переходных процессов, оптимальным значением коэффициента передачи регулятора k_p можно считать то его значение, которое при $T_{из, опт}$ обеспечивает заданную степень затухания ψ . Переход через вершину влево по линии равного затухания недопустим, так как начинается одновременное уменьшение отношения параметров $k_p/T_{из}$ и k_p , что ведет к резкому ухудшению качества процесса регулирования.

Оптимальная настройка с помощью этого метода состоит из трех последовательно выполняемых этапов.

1. Выход на высокочастотную ветвь линии равного затухания. Сначала устанавливают явно завышенное значение постоянной времени изодрома $T_{из}$ и произвольное значение коэффициента передачи регулятора k_p . При этом параметры настройки АСР могут оказаться в зоне апериодичности (точка 1 на рис. 7.39, а) или в зоне большой колебательности (точка 2

на рис. 7.39, а). Далее при неизменном $T_{из}$ необходимым воздействием на k_p добиться того, чтобы в переходном процессе помимо апериодической составляющей имела затухающая колебательная составляющая. На первом этапе нет необходимости стремиться к реализации какого-либо конкретного значения степени затухания ψ . Однако следует избегать слабого затухания колебательной составляющей, так как при этом плохо «просматривается» апериодическая составляющая переходного процесса. На первом этапе рекомендуется выходить на линию равного затухания с $\psi = 0,8 - 0,9$ (точка 3 на рис. 7.39, а), так как высокочастотные ветви этих линий почти перпендикулярны оси k_p .

2. Устранение апериодической составляющей. Для устранения апериодической составляющей должно осуществляться движение вверх по линии равного затухания в направлении к точке 4 на рис. 7.39, а. При неизменном k_p путем постепенного уменьшения $T_{из}$ определяют такое значение его, при котором исчезает апериодическая составляющая (точка 5 на рис. 7.39, а). Найденное значение $T_{из}$ является оптимальным. Если при уменьшении $T_{из}$ помимо исчезновения апериодической составляющей произойдет уменьшение затухания колебательной составляющей, то это явится признаком того, что оптимальное значение $T_{из}$ уже пройдено. Если движение вверх будет производиться по линии равного затухания с малой степенью затухания ($\psi = 0,6 - 0,5$), высокочастотная ветвь которой не перпендикулярна оси k_p , то увеличение колебательности произойдет до достижения линии $T_{из, опт}$. В этом случае при больших шагах (резком изменении k_p) трудно судить о том, произошло ли увеличение колебательности от перехода линии $T_{из, опт}$ или это

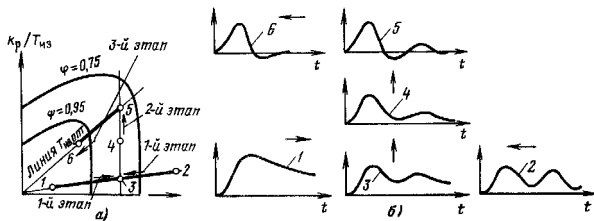


Рис. 7.39. Последовательность выполнения пошаговой оптимизации (а) и переходные характеристики (б), соответствующие точкам 1–6 плоскости параметров настройки

результат пересечения линии равного затухания с большой колебательностью, а значение $T_{из\text{ опт}}$ еще не достигнуто. Поэтому для получения приемлемой точности при подходе к точке 5 изменение k_p необходимо производить в небольших пределах, более точно фиксируя исчезновение аperiodической составляющей.

3. Уточнение степени затухания. Движение должно осуществляться вдоль линии $T_{из\text{ опт}}$. На этом этапе при неизменном $T_{из} = T_{из\text{ опт}}$ воздействием на величину k_p достигают необходимой по условиям технологического процесса степени затухания переходного процесса. При практической наладке, учитывая имеющую место в эксплуатационных условиях вариацию динамических свойств объектов регулирования, степень затухания обычно выбирают в пределах 0,95–1,0 (точка 6 на рис. 7.39, а) вплоть до некоторого углубления в область аperiodичности. Углубление в область аperiodичности применяют в тех случаях, когда быстрое перемещение регулирующего органа (при колебательных переходных процессах) может привести к недопустимому изменению хода технологического процесса. На рис. 7.39, б показаны переходные процессы, соответствующие каждой точке настройки (рис. 7.39, а).

К достоинствам описанного метода следует отнести отсутствие необходимости определять абсолютные значения параметров настройки, так как варьирование параметров настройки производят относительно их исходных значений. К недостаткам относится неприемлемость метода для АСР с малоинерционными объектами.

7.5. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ НАСТРОЙКИ АСР С ДВУХПОЗИЦИОННЫМ РЕГУЛЯТОРОМ

Автоматическая система регулирования с двухпозиционным регулятором является наиболее характерным представителем нелинейных систем, основные особенности расчета которых и рассматриваются на их примере. Структурная схема АСР с двухпозиционным регулятором приведена на рис. 7.40.

Если объект регулирования представляет собой интегрирующее звено с передаточной функцией

$$W_{об}(p) = k_{об}/p, \quad (7.154)$$

то при поступлении на вход объекта регулирующего воздействия $x_p = B$ регулируемая

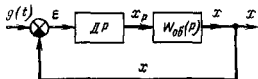


Рис. 7.40. Структурная схема АСР с двухпозиционным регулятором

величина будет изменяться по линейному закону $x = k_{об} B t$.

Если на вход объекта от регулятора будет подано воздействие $x_p = -B$, то регулируемая величина будет изменяться в обратную сторону по линейному закону $x = -k_{об} B t$. При этом в замкнутой АСР при релейной статической характеристике регулятора с зоной нечувствительности $2a$ в установившемся режиме возникнут устойчивые автоколебания (рис. 7.41).

Если объект — аperiodическое звено с передаточной функцией

$$W_{об}(p) = k_{об}/(T_{об}p + 1), \quad (7.155)$$

то при поступлении на вход такого объекта регулирующего воздействия $x_p = B$ регулируемая величина будет изменяться по экспоненциальному закону $x = k_{об} B (1 - e^{-t/T_{об}})$. Характер автоколебаний в замкнутой системе будет иметь вид, представленный на рис. 7.42, а. Диапазон автоколебаний равен зоне нечувствительности регулятора.

В общем случае регулятор может оказывать на объект в одну сторону воздействие B_1 , а в другую сторону $-B_2$. При этом для объекта с передаточной функцией (7.155) автоколебания будут иметь вид, представленный на рис. 7.42, б.

Если объект более высокого порядка с достаточной для практических расчетов точностью представляется интегрирующим звеном с запаздыванием

$$W_{об}(p) = (k_{об}/p) e^{-\tau_{об} p} \quad (7.156)$$

или аperiodическим звеном с запаздыванием

$$W_{об}(p) = [k_{об}/(T_{об}p + 1)] e^{-\tau_{об} p}, \quad (7.157)$$

то диапазон колебаний регулируемой величины будет больше зоны нечувствительности регулятора, так как регулятор будет реагировать на фактические изменения регулируемой величины с запаздыванием $\tau_{об}$. При этом характер переходных процессов будет иметь вид, представленный на рис. 7.43 и 7.44 соответственно.

Формулы для расчета длительности положительной t_1 и отрицательной t_2 амплитуд

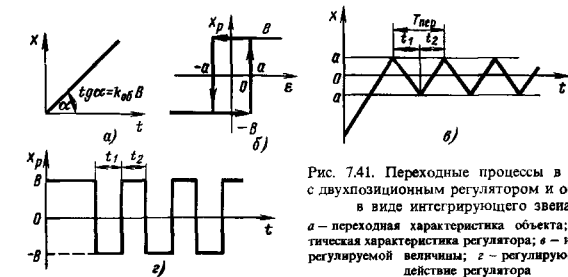


Рис. 7.41. Переходные процессы в системе с двухпозиционным регулятором и объектом в виде интегрирующего звена:

a — переходная характеристика объекта; $б$ — статическая характеристика регулятора; $в$ — изменение регулируемой величины; z — регулирующее воздействие регулятора

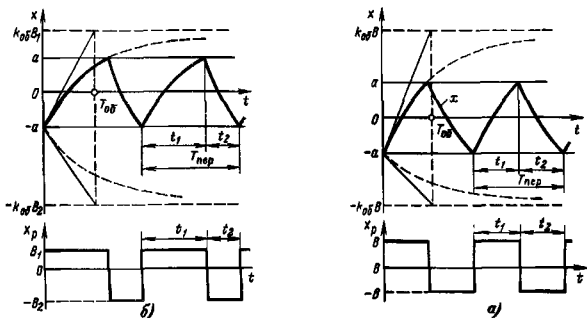


Рис. 7.42. Установившиеся автоколебания в системе с двухпозиционным регулятором и объектом в виде апериодического звена:

a — при параметрах статической характеристики регулятора $B_1 = B_2 = B$ и $a \neq 0$;
 $б$ — то же, но при $B_1 \neq B_2$ и $a \neq 0$

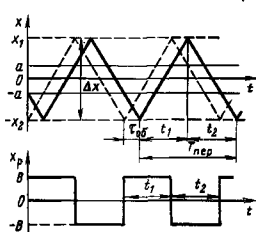


Рис. 7.43. Переходные процессы в системе с $W_{об}(p) = k_{об} e^{-pT_{об}}/p$ при $B_1 = B_2 = B$ и $a \neq 0$

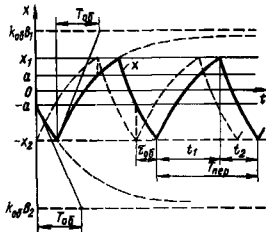


Рис. 7.44. Переходные процессы в системе с $W_{об}(p) = k_{об} e^{-pT_{об}}/(T_{об} p + 1)$ при $B_1 \neq B_2$ и $a \neq 0$

автоколебаний, их периода $T_{пер}$, частоты переключений и регулятора, положительной x_1 и отрицательной x_2 амплитуд отклонения регулируемой величины от заданного значения и диапазона Δx колебаний регулируемой величины приведены в табл. 7.16.

Так как при $B_1 \neq B_2$ амплитуды автоколебаний не равны, то для обеспечения равенства амплитуд колебаний относительно заданного значения при практической настройке регуляторов следует скорректировать задание регулятору на величину

$$\varepsilon_0 = k_{об} (B_1 - B_2) \tau_{об} \quad (7.158)$$

для астатического объекта и на величину

$$\varepsilon_0 = k_{об} (B_1 - B_2) (1 - e^{-\tau_{об}/T_{об}}) \quad (7.159)$$

для статического объекта.

Из табл. 7.16 следует, что уменьшение зоны нечувствительности $2a$ приводит к уменьшению периода колебаний $T_{пер}$ и увеличению числа переключений и регулятора. Уменьшение числа переключений возможно за счет уменьшения количества энергии, коммутируемой регулятором. Однако при этом следует иметь в виду, что регулирующее воздействие регулятора должно полностью компенсировать самые большие возможные возмущающие воздействия на объект.

Увеличение постоянной времени объекта при прочих равных условиях приводит к увеличению периода колебаний и уменьшению частоты переключений регулятора.

Из табл. 7.16 следует, что уменьшение диапазона колебаний регулируемой величины при двухпозиционном регулировании возможно за счет уменьшения количества энергии, коммутируемой регулятором, в результате чего снижастся скорость изменения регулируемой величины при переключениях регулятора. Улучшение качества двухпозиционного регулирования путем уменьшения количества коммутируемой регулятором энергии (или вещества) принято называть *методом неполного притока или оттока*.

Практическая реализация этого метода представлена на примере АСР, приведенной на рис. 7.45. Система поддерживает на заданном значении температуру масла в баке путем подачи горячей воды через элевик. Температура масла измеряется ртутным электроконтактным термометром. При полностью закрытом вентиле B_1 в обходной линии (байпаса) в системе осуществляется неполный «отток» энергии при закрытии регулирующего соленоидного вентиля CB . Таким образом, регулятором коммутируется

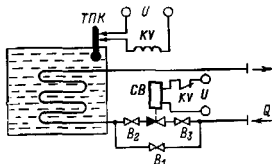


Рис. 7.45. Автоматическая система регулирования температуры масла в баке при неполном оттоке энергии

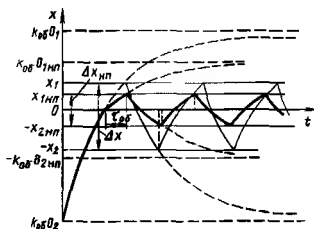


Рис. 7.46. Переходный процесс двухпозиционного регулирования при неполном притоке и оттоке энергии

только часть общей энергии, поступающей в объект.

В общем случае при двухпозиционном регулировании может осуществляться одновременно неполный отток при одном состоянии регулятора и неполный приток при другом его состоянии. При этом процесс двухпозиционного регулирования имеет вид, представленный на рис. 7.46. Система переводится в режим регулирования методом неполного притока и оттока при достижении после включения системы в работу заданного значения регулируемой величины $x = 0$.

Диапазон колебаний регулируемой величины при этом для объекта с передаточной функцией (7.157)

$$\Delta x_{нп} = k_{об} (B_{1нп} + B_{2нп}) (1 - e^{-\tau_{об}/T_{об}}) + 2ae^{-\tau_{об}/T_{об}}, \quad (7.160)$$

где $\Delta x_{нп} \ll \Delta x$ (см. табл. 7.16, п. 11).

Средняя скорость изменения значения регулируемой величины может быть снижена

Таблица 7.16. Формулы для расчета процесса двухпозиционного регулирования (рис. 7.41 – 7.44)

№ п/п.	Параметры статической характеристики регулятора	Передающая функция объекта	Расчетные формулы
1	$B_1 = B_2 = B, a \neq 0$	$\frac{k_{06}}{p}$	$t_1 = t_2 = \frac{2a}{k_{06}B}; T_{пер} = \frac{4a}{k_{06}B};$ $n = \frac{k_{06}B}{2a}; x_1 = x_2 = a; \Delta x = 2a$
2	$B_1 \neq B_2, a \neq 0$		$t_1 = \frac{2a}{k_{06}B_1}; t_2 = \frac{2a}{k_{06}B_2}; T_{пер} = \frac{2a}{k_{06}} \left(\frac{1}{B_1} + \frac{1}{B_2} \right);$ $n = \frac{k_{06}B_1B_2}{a(B_1 + B_2)}; x_1 = x_2 = a; \Delta x = 2a$
3	$B_1 = B_2 = B, a \neq 0$	$\frac{k_{06}}{T_{06}p + 1}$	$t_1 = t_2 = T_{06} \ln \frac{k_{06}B + a}{k_{06}B - a}; T_{пер} = 2T_{06} \ln \frac{k_{06}B + a}{k_{06}B - a};$ $n = \frac{2}{T_{пер}}; x_1 = x_2 = a; \Delta x = 2a$
4	$B_1 \neq B_2, a \neq 0$		$t_1 = T_{06} \ln \frac{k_{06}B_1 + a}{k_{06}B_1 - a}; t_2 = T_{06} \ln \frac{k_{06}B_2 + a}{k_{06}B_2 - a};$ $n = \frac{2}{T_{пер}}; T_{пер} = T_{06} \ln \left[\frac{(k_{06}B_1 + a)(k_{06}B_2 + a)}{(k_{06}B_1 - a)(k_{06}B_2 - a)} \right];$ $x_1 = x_2 = a; \Delta x = 2a$
5	$B_1 = B_2 = B, a \neq 0$	$\frac{k_{06}}{p} e^{-p\tau_{06}}$	$t_1 = t_2 = 2 \left(\tau_{06} + \frac{a}{k_{06}B} \right); T_{пер} = 4 \left(\tau_{06} + \frac{a}{k_{06}B} \right);$ $n = \frac{k_{06}B}{2(a + k_{06}B\tau_{06})}; x_1 = x_2 = a + k_{06}B\tau_{06};$ $\Delta x = 2(a + k_{06}B\tau_{06})$
6	$B_1 = B_2 = B, a = 0$		$t_1 = t_2 = 2\tau_{06}; T_{пер} = 4\tau_{06}; n = \frac{1}{2\tau_{06}};$ $x_1 = x_2 = k_{06}B\tau_{06}; \Delta x = 2k_{06}B\tau_{06}$
7	$B_1 \neq B_2, a \neq 0$	$\frac{k_{06}}{p} e^{-p\tau}$	$t_1 = \tau_{06} \left(1 + \frac{B_2}{B_1} \right) + \frac{2a}{k_{06}B_1}; t_2 = \tau_{06} \left(1 + \frac{B_1}{B_2} \right) + \frac{2a}{k_{06}B_2};$ $T_{пер} = \tau_{06} \left(2 + \frac{B_1}{B_2} + \frac{B_2}{B_1} \right) + \frac{2a}{k_{06}} \left(\frac{1}{B_1} + \frac{1}{B_2} \right);$ $n = \frac{2k_{06}B_1B_2}{(B_1 + B_2)[2a + k_{06}\tau_{06}(B_1 + B_2)]};$ $x_1 = a + k_{06}B_1\tau_{06}; x_2 = a + k_{06}B_2\tau_{06};$ $\Delta x = 2a + k_{06}\tau_{06}(B_1 + B_2)$

№ п/п	Параметры статической характеристики результирующего	Передающая функция объекта	Расчетные формулы
8	$B_1 \neq B_2$ $a = 0$	$\frac{k_{06}}{T_{06}p + 1} e^{-p\tau_{06}}$	$t_1 = \tau_{06} \left(1 + \frac{B_2}{B_1} \right); t_2 = \tau_{06} \left(1 + \frac{B_1}{B_2} \right);$ $T_{пер} = \tau_{06} \left(2 + \frac{B_1}{B_2} + \frac{B_2}{B_1} \right); n = \frac{2B_1B_2}{\tau_{06}(B_1 + B_2)^2};$ $x_1 = k_{06}B_1\tau_{06}; x_2 = k_{06}B_2\tau_{06}; \Delta x = k_{06}\tau_{06}(B_1 + B_2)$
9	$B_1 = B_2 = B,$ $a \neq 0$	$\frac{k_{06}}{T_{06}p + 1} e^{-p\tau_{06}}$	$t_1 = t_2 = \tau_{06} + T_{06} \ln \left(\frac{2k_{06}B}{k_{06}B - a} e^{-\tau_{06}/T_{06}} \right);$ $T_{пер} = 2t_1; n = \frac{2}{T_{пер}};$ $x_1 = x_2 = k_{06}B(1 - e^{-\tau_{06}/T_{06}}) + ae^{-\tau_{06}/T_{06}}; \Delta x = 2x_1$
10	$B_1 = B_2 = B,$ $a = 0$	$\frac{k_{06}}{T_{06}p + 1} e^{-p\tau_{06}}$	$t_1 = t_2 = \tau_{06} + T_{06} \ln(2 - e^{-\tau_{06}/T_{06}});$ $T_{пер} = 2[\tau_{06} + T_{06} \ln(2 - e^{-\tau_{06}/T_{06}})];$ $n = \frac{2}{T_{пер}}; x_1 = x_2 = k_{06}B(1 - e^{-\tau_{06}/T_{06}});$ $\Delta x = 2x_1$
11	$B_1 \neq B_2$ $a \neq 0$	$\frac{k_{06}}{T_{06}p + 1} e^{-p\tau_{06}}$	$t_1 = \tau_{06} + T_{06} \ln \frac{k_{06}(B_1 + B_2) - (k_{06}B_2 - a)e^{-\tau_{06}/T_{06}}}{k_{06}B_1 - a};$ $t_2 = \tau_{06} + T_{06} \ln \frac{k_{06}(B_1 + B_2) - (k_{06}B_1 - a)e^{-\tau_{06}/T_{06}}}{k_{06}B_2 - a};$ $T_{пер} = t_1 + t_2; n = \frac{2}{T_{пер}};$ $x_1 = k_{06}B_1(1 - e^{-\tau_{06}/T_{06}}) + ae^{-\tau_{06}/T_{06}};$ $x_2 = k_{06}B_2(1 - e^{-\tau_{06}/T_{06}}) + ae^{-\tau_{06}/T_{06}};$ $\Delta x = k_{06}(B_1 + B_2)(1 - e^{-\tau_{06}/T_{06}}) + 2ae^{-\tau_{06}/T_{06}}$
12	$B_1 \neq B_2$ $a = 0$	$\frac{k_{06}}{T_{06}p + 1} e^{-p\tau_{06}}$	$t_1 = \tau_{06} + T_{06} \ln \left[1 + \frac{B_2}{B_1}(1 - e^{-\tau_{06}/T_{06}}) \right];$ $t_2 = \tau_{06} + T_{06} \ln \left[1 + \frac{B_1}{B_2}(1 - e^{-\tau_{06}/T_{06}}) \right];$ $T_{пер} = t_1 + t_2; n = \frac{2}{T_{пер}};$ $x_1 = k_{06}B_1(1 - e^{-\tau_{06}/T_{06}});$ $x_2 = k_{06}B_2(1 - e^{-\tau_{06}/T_{06}});$ $\Delta x = k_{06}(B_1 + B_2)(1 - e^{-\tau_{06}/T_{06}})$

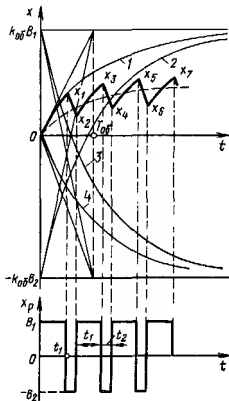


Рис. 7.47. Переходный процесс при периодическом принудительном переключении двухпозиционного регулятора из состояния B_1 в состояние $-B_2$

не только за счет уменьшения количества энергии, коммутируемой регулятором, но и за счет кратковременных принудительных переключений регулятора в противоположное состояние. На рис. 7.47 представлен процесс изменения регулируемой величины $x(t)$ при периодическом принудительном переключении двухпозиционного регулятора из состояния B_1 в состояние $-B_2$ на время t_2 после нахождения регулятора в состоянии B_1 в течение времени t_1 . На отрезке времени $0 - t_1$ регулируемая величина возрастает от заданного значения $x(t) = x(0) = 0$ до x_1 по кривой 1, как при простом двухпозиционном регулировании. На отрезке времени $t_1 \div (t_1 + t_2)$ регулируемая величина убывает от значения x_1 до x_2 по экспоненциальному закону аналогично кривой 3 с учетом сдвига по времени. На всех последующих участках увеличения регулируемой величины ее изменение происходит по экспоненциальному закону (кривые 1 или 2) с учетом соответствующего сдвига по времени. Уменьшение регулируемой величины на всех участках происходит по экспоненциальному закону (кривые 3 или 4 с учетом их сдвига по времени). Кривые 1-4 определяются соответственно выражениями

$$x_1(t) = k_{06} B_1 (1 - e^{-t/T_{06}});$$

$$x_2(t) = k_{06} [(B_1 + B_2)(1 - e^{-t/T_{06}}) - B_2];$$

$$x_3(t) = k_{06} [(B_1 + B_2)e^{-t/T_{06}} - B_1];$$

$$x_4(t) = k_{06} B_2 (e^{-t/T_{06}} - 1).$$

Как следует из рис. 7.47, средняя скорость увеличения значений регулируемой величины при периодических принудительных переключениях регулятора значительно ниже по сравнению со скоростью при простом двухпозиционном регулировании (ср. штриховую кривую с кривой 1 на рис. 7.47).

На рис. 7.48 представлен характер изменения значений регулируемой величины при многократном принудительном переключении регулятора из состояния $-B_2$ в состояние B_1 на время t_4 после нахождения регулятора в состоянии $-B_2$ в течение времени t_3 . Кривые 1-4 на рис. 7.48 определяются теми же зависимостями, что и соответствующие кривые на рис. 7.47. Из рис. 7.48 следует, что средняя скорость уменьшения значений регулируемой величины при принудительных переключениях регулятора также значительно ниже по сравнению со скоростью уменьшения при простом двухпозиционном регулировании (ср. штриховую кривую с кривой 4 на рис. 7.48).

Двухпозиционное регулирование с периодическим принудительным переключением регулятора принято называть *двухпозицион-*

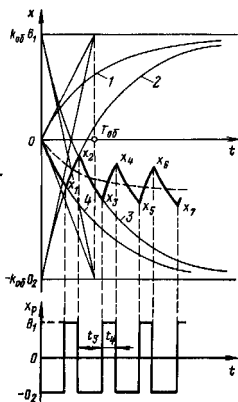


Рис. 7.48. Переходный процесс при периодическом принудительном переключении двухпозиционного регулятора из состояния $-B_2$ в состояние B_1

ным импульсным регулированием или релейно-импульсным регулированием. На рис. 7.49 представлен установившийся процесс двухпозиционного регулирования и двухпозиционного импульсного регулирования. Как следует из рис. 7.49, диапазон колебаний регулируемой величины при двухпозиционном импульсном регулировании значительно меньше по сравнению с диапазоном колебаний при простом двухпозиционном регулировании.

Структурная схема двухпозиционного импульсного регулирующего устройства изображена на рис. 7.50. Регулятор состоит из двухпозиционного датчика D и генератора прямоугольных импульсов $ГИ$ с задатчиками $Зд_1$ и $Зд_2$. Применительно, например, к системе регулирования температуры электропечи регулирующее устройство работает следующим образом.

При состоянии двухпозиционного датчика, соответствующем, например, значению температуры ниже заданной, он подключает к схеме генератора $ГИ$ задатчик, например $Зд_1$, при этом электрический нагревательный элемент электропечи будет периодически подключаться генератором к цепи питания с такой скважностью, чтобы количество энергии, поступающей в объект за время подачи напряжения (длительность импульса t_1), превышало количество энергии, отдаваемой объектом за время прекращения подачи напряжения (длительность паузы t_2). В результате этого температура будет возрастать. Требуемая средняя скорость увеличения температуры, а следовательно, и соответствующая амплитуда колебаний регулируемой величины будет определяться скважностью генерируемых прямоугольных импульсов, установленной задатчиком $Зд_1$.

При состоянии датчика, соответствующем значению температуры выше заданной, датчик переключается и подключает к схеме генератора $ГИ$ задатчик $Зд_2$ вместо задатчика $Зд_1$. Поэтому скважность генерируемых прямоугольных импульсов изменится в соответствии с уставкой задатчика $Зд_2$ и соответственно изменится длительность подачи напряжения на нагревательный элемент электропечи. При этом длительность импульсов за период их следования должна быть такова, чтобы количество энергии, поступающей в объект при включении нагревательного элемента, было меньше потери объектом энергии за время его отключения. В результате по истечении времени запаздывания после переключения двухпозиционного датчика температура электропечи будет уменьшаться. Требуемая средняя скорость уменьшения температуры, а следовательно,

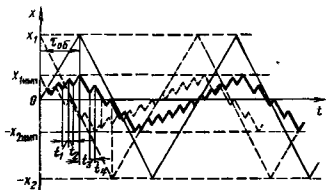


Рис. 7.49. Установившийся процесс двухпозиционного регулирования и двухпозиционного импульсного регулирования объекта с запаздыванием

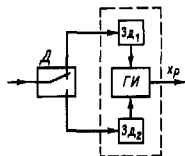


Рис. 7.50. Двухпозиционное импульсное регулирующее устройство

и амплитуда отклонения температуры в сторону ее значений ниже заданной определяются скважностью генерируемых импульсов, установленной задатчиком $Зд_2$. Таким образом, при соответствующих параметрах настройки задатчиков $Зд_1$ и $Зд_2$ можно установить диапазон колебаний регулируемого параметра в допустимых по технологическим требованиям пределах.

Положительная амплитуда колебаний регулируемой величины (см. рис. 7.47 и 7.49) при двухпозиционном импульсном регулировании для объекта с передаточной функцией (7.157) определяется выражением

$$x_{\text{имп}} = k_{0б} B_1 \left[1 - \exp \left(- \frac{\tau_{0б}}{T_{0б}} \frac{1}{n + \alpha n - \alpha} \right) \right] + \\ + k_{0б} \left\{ B_1 \left[1 - \exp \left(- \frac{\tau_{0б}}{T_{0б}} \frac{1}{n + \alpha n - \alpha} \right) \right] \times \right. \\ \times \exp \left(- \frac{\tau_{0б}}{T_{0б}} \frac{\alpha}{n + \alpha n - \alpha} \right) - \\ - B_2 \left[1 - \exp \left(- \frac{\tau_{0б}}{T_{0б}} \frac{\alpha}{n + \alpha n - \alpha} \right) \right] \times \\ \left. \times \exp \left(- \frac{\tau_{0б}}{T_{0б}} \frac{1}{n + \alpha n - \alpha} \right) \right\} \times$$

$$\times \sum_{k=1}^n \exp \left[-\frac{\tau_{об}}{T_{об}} \frac{(1+\alpha)(n-k)}{n+\alpha n-\alpha} \right], \quad (7.161)$$

где $\alpha = t_2/t_1$; $t_1 = \tau_{об}/[(1+\alpha)n-\alpha]$;

$$t_2 = \alpha \tau_{об}/[(1+\alpha)n-\alpha]. \quad (7.162)$$

Отрицательная амплитуда (см. рис. 7.48 и 7.49)

$$\begin{aligned} x_{2\text{имп}} = & k_{об} B_2 \left[1 - \exp \left(-\frac{\tau_{об}}{T_{об}} \frac{1}{m+\beta m-\beta} \right) \right] - \\ & - k_{об} \left\{ B_1 \left[1 - \exp \left(-\frac{\tau_{об}}{T_{об}} \frac{\beta}{m+\beta m-\beta} \right) \right] \right. \\ & - B_2 \left[1 - \exp \left(-\frac{\tau_{об}}{T_{об}} \frac{1}{m+\beta m-\beta} \right) \right] \times \\ & \times \exp \left(-\frac{\tau_{об}}{T_{об}} \frac{\beta}{m+\beta m-\beta} \right) \left. \right\} \times \\ & \times \exp \left(-\frac{\tau_{об}}{T_{об}} \frac{1}{m+\beta m-\beta} \right) \times \\ & \times \sum_{k=1}^m \exp \left[-\frac{\tau_{об}}{T_{об}} \frac{(1+\beta)(m-k)}{m+\beta m-\beta} \right], \quad (7.163) \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned} \beta = & t_4/t_3; \quad t_3 = \tau_{об}/[(1+\beta)m-\beta]; \\ t_4 = & \beta \tau_{об}/[(1+\beta)m-\beta]. \quad (7.164) \end{aligned}$$

В (7.161)–(7.164) $k_{об}$ – коэффициент передачи объекта; B_1 и B_2 – регулирующие воздействия на объект при включении и выключении регулятора соответственно; $\tau_{об}$ – время запаздывания; $T_{об}$ – постоянная времени объекта; n – число включений регулятора за время запаздывания $\tau_{об}$ при подключении к генератору импульсов задатчика $3d_1$; t_1 и t_2 – длительность импульса и паузы соответственно при подключении к генератору импульсов задатчика $3d_1$; t_3 и t_4 – длительность паузы и импульса соответственно при подключении к генератору импульсов задатчика $3d_2$; m – число отключений регулятора за время запаздывания $\tau_{об}$ при подключении к генератору импульсов задатчика $3d_2$.

Диапазон колебаний

$$\Delta x_{\text{имп}} = x_{1\text{имп}} + x_{2\text{имп}}. \quad (7.165)$$

Из (7.161)–(7.165) и рис. 7.49 следует, что при двухпозиционном импульсном регулировании объектов с передаточной функцией (7.157) диапазон колебаний регулируемой величины при соответствующем выборе зна-

чений α и β может быть существенно уменьшен (теоретически до нуля) при любом запаздывании в системе.

Положительная амплитуда колебаний при двухпозиционном импульсном регулировании объектов с передаточной функцией (7.156)

$$x_{1\text{имп}} = k_{об} \tau_{об} [(B_1 - \alpha B_2)n + B_1]/(1+\alpha)n - \alpha]. \quad (7.166)$$

Отрицательная амплитуда

$$x_{2\text{имп}} = k_{об} \tau_{об} [(B_2 - \beta B_1) + B_2]/[(1+\beta)m - \beta]. \quad (7.167)$$

Оптимальные значения α и β необходимо выбирать из условий

$$\alpha_{\text{опт}} = B_{1\text{мин}}/B_{2\text{макс}}; \quad \beta_{\text{опт}} = B_{2\text{мин}}/B_{1\text{макс}}, \quad (7.168)$$

где $B_{1\text{мин}}$ и $B_{2\text{мин}}$ – минимальные регулирующие воздействия на объект соответственно при включении и выключении регулятора при максимальных возмущающих воздействиях; $B_{1\text{макс}}$ и $B_{2\text{макс}}$ – максимальные регулирующие воздействия на объект соответственно при включении и выключении регулятора при максимальных возмущающих воздействиях.

Для облегчения расчетов по данным табл. 7.17 предложены номограммы, приведенные на рис. 7.51. С их помощью расчет производится в следующей последовательности.

По характеристике объекта определяют его коэффициент передачи $k_{об}$, постоянную времени $T_{об}$ и время запаздывания $\tau_{об}$.

Исходя из допустимой положительной амплитуды колебаний регулируемой величины, определяют ее значение в относительных единицах x_1^* (см. п. 1 табл. 7.17, в которую сведены все расчетные данные). Здесь x_1 – положительная амплитуда колебаний; B_1 – регулирующее воздействие регулятора, направленное в сторону увеличения регулируемой величины, в приращениях от значения регулирующего воздействия, требуемого для обеспечения заданного значения параметра при отсутствии возмущающих воздействий на объект.

По зависимости $a^* = f(x^*)$ номограммы на рис. 7.51 определяют положительную часть зоны нечувствительности регулятора в относительных единицах a_1^* и с учетом выражения в п. 2 табл. 7.17 по выражению в п. 3 находят действительное значение a_1 .

По выражению в п. 4 табл. 7.17 находят в относительных единицах отрицательную амплитуду колебаний x_2^* , где B_2 – регулирующее воздействие регулятора, направленное в сторону уменьшения регулируемой величины, в приращениях от значения регу-

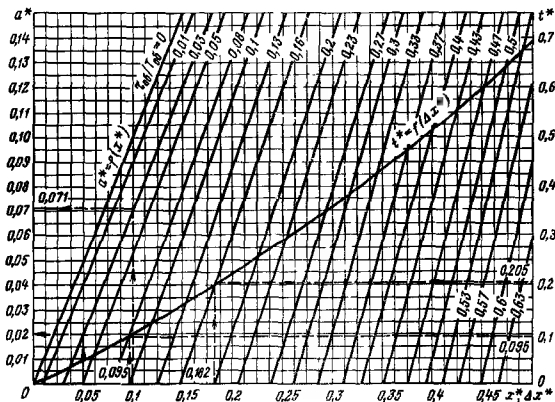


Рис. 7.51 Номограммы для расчета процесса двухпозиционного регулирования аperiodических объектов первого порядка с запаздыванием

Таблица 7.17 Параметры двухпозиционного регулирования

№ п/п	Наименование	Обозначение	Расчетное выражение
1	Положительная амплитуда колебаний регулируемого параметра в относительных единицах	x_1^*	$x_1 / (k_{06} B_1)$
2	Положительная часть зоны нечувствительности регулятора в относительных единицах	a_1^*	$a_1 / (k_{06} B_1)$
3	То же, но в абсолютных единицах	a_1	$a_1^* k_{06} B_1$
4	Отрицательная амплитуда колебаний регулируемого параметра в относительных единицах	x_2^*	$x_2 / (k_{06} B_2)$
5	Отрицательная часть зоны нечувствительности регулятора в относительных единицах	a_2^*	$a_2 / (k_{06} B_2)$
6	То же, но в абсолютных единицах	a_2	$a_2^* k_{06} B_2$
7	Зона нечувствительности регулятора	$2a$	$a_1 + a_2 =$ $= k_{06} (a_1^* B_1 + a_2^* B_2)$
8	Диапазон колебаний регулируемой величины в относительных единицах при базовом его значении ($k_{06} B_1 + x_2$)	Δx_1^*	$\Delta x_1 / (k_{06} B_1 + x_2)$
9	Время увеличения регулируемой величины в течение одного периода в относительных единицах	t_1^*	t_1 / T_{06}
10	То же, но в абсолютных единицах	t_1	$t_1^* T_{06}$
11	Диапазон колебаний регулируемой величины в относительных единицах при базовом его значении ($k_{06} B_2 + x_1$)	Δx_2^*	$\Delta x_2 / (k_{06} B_2 + x_1)$
12	Время уменьшения регулируемой величины в течение одного периода в относительных единицах	t_2^*	t_2 / T_{06}
13	То же, но в абсолютных единицах	t_2	$t_2^* T_{06}$
14	Период колебаний	$T_{пер}$	$t_1 + t_2 = T_{06} (t_1^* + t_2^*)$

лирующей воздействие, требуемого для обеспечения заданного значения параметра при отсутствии возмущающих воздействий на объект.

По зависимости $a^* = f(x^*)$ номограммы определяют отрицательную часть зоны нечувствительности регулятора в относительных единицах a_2^* и с учетом выражения в п. 5 по выражению в п. 6 находят действительное значение a_2 .

По выражению в п. 7 определяют зону $2a$ нечувствительности регулятора. Затем по выражению в п. 8 определяют диапазон колебаний регулируемой величины в относительных единицах Δx_1^* при базовом его значении $(k_{об}B_1 + x_2)$.

По $t^* = f(\Delta x^*)$ номограммы в зависимости от Δx_1^* находят время увеличения регулируемой величины в относительных единицах t_1^* и с учетом выражения в п. 9 по выражению в п. 10 находят абсолютное значение t_1 регулируемой величины.

Затем по выражению в п. 11 определяют диапазон колебаний регулируемой величины в относительных единицах Δx_2^* при базовом его значении $(k_{об}B_2 + x_1)$.

По $t^* = f(\Delta x^*)$ номограммы в зависимости от Δx_2^* находят время уменьшения регулируемой величины в относительных единицах t_2^* . По выражению в п. 13 табл. 7.17 определяют абсолютное значение времени уменьшения t_2 .

По выражению в п. 14 находят период колебаний регулируемой величины $T_{пл}$. Рассмотрим несколько примеров расчета АСР с двухпозиционным регулятором.

Пример 7.8. Автоматическая система регулирования, представленная на рис. 7.52, осуществляет поддержание заданного уровня

воды в резервуаре. В системе запаздывание отсутствует.

Из резервуара вода подается к потребителю с помощью насоса, производительность которого $Q_{от}$ не зависит от уровня жидкости в резервуаре. Заданный уровень воды в резервуаре $h_{зд} = 5$ м. Центробежный насос, подающий воду в резервуар, обеспечивает производительность $Q_{зд}$ при, равную $Q_{зд.от}$ при числе оборотов $n_{1з}$, равном 50 % номинального числа оборотов $n_{ном}$ двигателя:

$$n_{1з} = 0,5n_{ном}.$$

Коэффициент передачи объекта $k_{об} = 10^{-3} \text{ с}^{-1}$. Допустимое число включений двигателя $m = 20$ вкл./ч.

Требуется определить, на каком расстоянии относительно заданного уровня $h_{зд}$ необходимо установить контактные электроды.

Так как по условиям задачи производительности нагнетающего и отсасывающего насосов практически не зависят от уровня воды в резервуаре, то объект регулирования в динамическом отношении может быть представлен интегрирующим звеном с передаточной функцией (7.154). В связи с тем что производительность насосов пропорциональна числу оборотов, регулирующее воздействие регулятора в приращениях от заданного значения уровня

$$\begin{aligned} B_1 &= k(n_{ном} - n_{1з}) = k(2n_{1л} - n_{1з}) = \\ &= kn_{1з} = B_2 = B, \end{aligned}$$

где k — коэффициент пропорциональности.

В относительных единицах регулирующее воздействие

$$B_1 = (n_{ном} - n_{1з})/n_{1з} = 1 = B_2 = B.$$

Так как запаздывание в системе равно нулю, то при ограниченном числе включений двигателя двухпозиционный регулятор должен иметь статическую характеристику с зоной нечувствительности, не равной нулю ($2a \neq 0$). Таким образом, параметры статической характеристики двухпозиционного регулятора следующие: $B_1 = B_2 = B$ и $a \neq 0$. Следовательно, процесс двухпозиционного регулирования объекта с передаточной функцией $W_{об}(p) = k_{об}/p$ необходимо рассчитывать по выражениям в п. 1 табл. 7.16. Так как диапазон колебаний $\Delta x = \Delta h = 2a$, то из выражения для числа переключений n регулятора (см. п. 1 табл. 7.16) находим

$$\Delta h = 2a = k_{об}B/n = k_{об}B/2m.$$

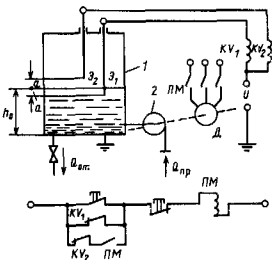


Рис. 7.52. Автоматическая система регулирования уровня двухпозиционным регулятором с зоной нечувствительности:

1 — резервуар; 2 — насос

Подставляя значения величин, находим диапазон колебаний уровня воды в резервуаре в относительных единицах:

$$\Delta h = 10^{-3} \cdot 1 \cdot 3600 / 2 \cdot 20 = 0,09.$$

Диапазон колебаний уровня воды в резервуаре в абсолютных единицах

$$\Delta h = 0,09 h_{зд} = 0,09 \cdot 5 = 0,45 \text{ м.}$$

Таким образом, электроды в резервуаре должны быть установлены на отметках

$$h_1 = h_{зд} - \Delta h / 2 = 5 - 0,45 / 2 = 4,775 \text{ м;}$$

$$h_2 = h_{зд} + \Delta h / 2 = 5 + 0,45 / 2 = 5,225 \text{ м.}$$

Пример 7.9. На систему, рассмотренную в примере 7.8, поступает ступенчатое возмущающее воздействие со стороны оттока, для компенсации которого в равновесном состоянии необходимо увеличение числа оборотов $n_{зд} = 0,5 n_{ном}$ нагнетающего насоса на

$$\Delta n_{зд} = 0,2 n_{ном}.$$

Требуется определить частоту включений электродвигателя, время его включенного и отключенного состояний за один период и продолжительность включения (ПВ) в процентах.

Определим регулирующее воздействие B_1 регулятора на объект при включении электродвигателя в приращениях от условного равновесного состояния в относительных единицах:

$$B_1 = \frac{n_{ном} - n_1}{n_1} = \frac{n_1 / 0,7 - n_1}{n_1} = 0,43,$$

где $n_1 = n_{зд} + \Delta n_{зд} = 0,7 n_{ном}$ — число оборотов электродвигателя при новом условии равновесного состояния.

Соответственно при отключении электродвигателя регулирующее воздействие

$$B_2 = n_1 / n_1 = 1.$$

По формулам, приведенным в п. 2 табл. 7.16, находим частоту переключений регулятора:

$$n = 10^{-3} \cdot 1 \cdot 0,43 \cdot 60 \cdot 60 / 0,045 (1 + 0,43) = 24 \text{ переключ./ч.}$$

Число включений электродвигателя

$$m = n / 2 = 12 \text{ вкл./ч.}$$

Время включенного состояния электродвигателя

$$t_1 = 0,09 / (10^{-3} \cdot 0,43 \cdot 60) = 3,49 \text{ мин,}$$

и время его отключенного состояния за один период

$$t_2 = 0,09 / (10^{-3} \cdot 1 \cdot 60) = 1,5 \text{ мин.}$$

Продолжительность включения электродвигателя

$$\begin{aligned} \text{ПВ} &= t_1 \cdot 100 / (t_1 + t_2) = \\ &= 3,49 \cdot 100 / (3,49 + 1,5) \cdot 1,5 = 70 \%. \end{aligned}$$

Пример 7.10. Рассмотрим АСР уровня воды в резервуаре, принципиальная схема которой изображена на рис. 7.52. Вода подается к потребителю самотеком.

Заданное значение уровня $h_{зд} = 5 \text{ м}$. Электроды установлены на отметках $h_1 = 4,775 \text{ м}$, $h_2 = 5,225 \text{ м}$. В равновесном состоянии $n_{зд} = 0,7 n_{ном}$. Коэффициент передачи объекта регулирования $k_{об} = 1$ и постоянная времени $T_{об} = 20 \text{ мин}$.

Требуется определить период установившихся колебаний уровня воды в резервуаре.

Так как в этом случае расход воды из резервуара зависит от уровня, то в динамическом отношении объект регулирования является апериодическим звеном первого порядка с передаточной функцией (7.155).

Регулирующие воздействия регулятора на объект $B_1 = 0,43$ и $B_2 = 1$.

По формулам, приведенным в п. 4 табл. 7.16, находим

$$\begin{aligned} t_1 &= 20 \ln \left[\frac{(1 \cdot 0,43 + 0,045)}{(1 \cdot 0,43 - 0,045)} \right] = 4,15 \text{ мин;} \\ t_2 &= 1,8 \text{ мин.} \end{aligned}$$

Период установившихся колебаний

$$T_{пер} = 4,15 + 1,8 = 5,95 \text{ мин.}$$

Пример 7.11. Рассмотрим АСР температуры нагревательной электропечи, принципиальная электрическая схема которой приведена на рис. 7.53. Напряжение, снимаемое с автотрансформатора, $U_{авт} = 150 \text{ В}$. Напряжение сети $U_{сети} = 220 \text{ В}$. Сопротивление нагревательного элемента R равно 900 Ом . Заданное значение температуры $\theta_{зд} = 200^\circ \text{C}$. Номинальное напряжение реле на выходе электронного усилителя $U_{ном} = 48 \text{ В}$. Напряжение срабатывания реле $U_{сраб} = 0,85 U_{ном}$. Коэффициент возврата реле $k_v = 0,7$. Коэффициент передачи участка автоматической системы регулирования от объекта до входа электронного усилителя ЭУ (в абсолютных единицах) $k = 2 \text{ В/}^\circ \text{C}$. Передаточная функция электропечи определяется выражением (7.157), где $k_{об} = 12 \text{ с} \cdot ^\circ \text{C/Дж}$; $T_{об} = 600 \text{ с}$ и $\tau_{об} = 30 \text{ с}$.

Требуется определить переходный процесс в системе.

При включении регулятора количество энергии Q_1 в единицу времени, выделяемой нагревательным элементом, $Q_1 = U_{авт}^2 / R = 150^2 / 900 = 25 \text{ Дж/с}$.

Найдем необходимое количество энергии для поддержания заданного значения

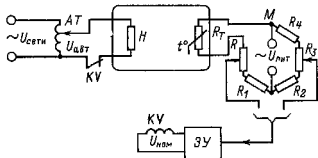


Рис. 7.53. Регулирование температуры двух-позиционным регулятором с зоной нечувствительности

температуры. Так как в установившемся состоянии $\theta_{зд} = k_{об} Q_{зд}$, то

$$Q_{зд} = \theta_{зд} / k_{об} = 200 / 12 = 16,7 \text{ Дж/с.}$$

Находим регулирующее воздействие регулятора в относительных единицах при его включении

$$B_1 = (Q_1 - Q_{зд}) / Q_{зд} = (25 - 16,7) / 16,7 = 0,5$$

и выключения

$$B_2 = Q_{зд} / Q_{зд} = 1.$$

Зона нечувствительности регулятора

$$2a = (U_{срб} - U_{от}) / k = (0,85 \cdot 48 - 0,85 \cdot 48 \cdot 0,7) / 2 = 6^\circ \text{C},$$

или в относительных единицах

$$2a = 6 / 200 = 0,03.$$

Если при заданном значении температуры на вход объекта будет подано дополнительное воздействие $\Delta Q_{зд}$, то новое установившееся состояние объекта будет определяться уравнением

$$\theta_{зд} = \Delta \theta_{зд} = k_{об} (Q_{зд} + \Delta Q_{зд})$$

или с учетом того, что $\theta_{зд} = k_{об} Q_{зд}$,

$$\Delta \theta_{зд} = k_{об} \Delta Q_{зд}.$$

Разделив и умножив левую часть этого равенства на $\theta_{зд}$, а правую - на $Q_{зд}$ и обозначив в относительных единицах $\vartheta = \Delta \theta_{зд} / \theta_{зд}$ и $q = \Delta Q_{зд} / Q_{зд}$, получим

$$\vartheta = k_{об} Q_{зд} q / \theta_{зд} \text{ или } \vartheta = q.$$

Следовательно, коэффициент передачи электропечи в относительных единицах $k_{об} = 1$. С учетом этого по формулам, приведенным в п. 11 табл. 7.16, находим длительность включения нагревательного эле-

мента:

$$t_1 = 30 + 600 \ln \frac{(1 + 0,5) - (1 - 0,015) e^{-30/600}}{0,5 - 0,015} = 119 \text{ с.}$$

Длительность пауз

$$t_2 = 30 + 600 \ln \frac{1,5 - (0,6 - 0,015) e^{-0,05}}{1 - 0,015} = 59 \text{ с.}$$

Период колебаний

$$T_{пер} = 119 + 59 = 178 \text{ с.}$$

Диапазон колебаний регулируемой величины

$$\Delta x = 1,5 (1 - e^{-0,05}) + 0,03 e^{-0,05} = 0,102,$$

или в абсолютных единицах

$$\Delta x = 0,102 \cdot 220 = 20,4^\circ \text{C}.$$

Задание регулятору (7.167) необходимо скорректировать на величину

$$\varepsilon_0 = -0,5 (1 - e^{-0,05}) = -0,0244$$

или

$$\varepsilon_0 = -0,0244 \cdot 200 = -4,9^\circ \text{C}.$$

Положительная и отрицательная амплитуды колебаний регулируемой величины соответственно равны

$$x_1 = (1 - e^{-0,05}) + 0,015 e^{-0,05} = 0,0632;$$

$$x_2 = 0,5 (1 - e^{-0,05}) + 0,015 e^{-0,05} = 0,0388$$

или

$$x_1 = 0,0632 \cdot 200 = 12,6^\circ \text{C}; x_2 = 7,8^\circ \text{C}.$$

Пример 7.12. Для АСР, разобранный в примере 7.11, определить, насколько уменьшится диапазон колебаний регулируемой величины при замене выходного реле электронного усилителя с коэффициентом возврата $k_n = 0,7$ на реле с коэффициентом возврата $k_n = 0,9$.

Зона нечувствительности регулятора при этом реле

$$2a = \frac{0,85 \cdot 48 - 0,85 \cdot 48 \cdot 0,9}{2} = 2,04^\circ \text{C}.$$

В относительных единицах

$$2a = 2,04 / 200 = 0,0102.$$

Диапазон колебаний регулируемой величины

$$\Delta x = 1,5 (1 - e^{-0,05}) + 0,0102 e^{-0,05} = 0,0831,$$

или в абсолютных единицах

$$\Delta x = 0,0831 \cdot 200 = 16,6^\circ \text{C}.$$

Таким образом, замена реле приводит к уменьшению диапазона колебания регулируемой величины на $(20,4 - 16,6) \cdot 100/20,4 = 18,6\%$.

Пример 7.13. В АСР, рассмотренной в примере 7.11, необходимо уменьшить диапазон колебаний регулируемой величины до 15°C ; определить коэффициент передачи k_2 электронного усилителя ЭУ двухпозиционного регулятора, обеспечивающий заданный диапазон колебаний регулируемой величины, если коэффициент передачи участка цепи «выход объекта — вход ЭУ»

$$k_1 = 0,002 \text{ В}/^\circ\text{C}.$$

Допустимый диапазон колебаний регулируемой величины в относительных единицах

$$\Delta x = 15/200 = 0,075.$$

Из выражения для Δx (см. п. 11 табл. 7.16) находим допустимую зону нечувствительности регулятора:

$$2a = \frac{0,05 - 1,5(1 - e^{-0,05})}{e^{-0,05}} = 0,0019.$$

Находим требуемый коэффициент усиления ЭУ (с учетом того, что $k = k_1 k_2$):

$$k_2 = \frac{0,85 \cdot 48 - 0,85 \cdot 48 \cdot 0,7}{0,0019 \cdot 200 \cdot 0,002} = 15\,800.$$

Таким образом, за счет повышения коэффициента усиления уменьшается зона нечувствительности регулятора, в результате чего сокращается диапазон колебаний регулируемой величины. Однако следует отметить, что при наличии запаздывания в системе только за счет увеличения коэффициента передачи регулятора не всегда возможно уменьшить диапазон колебаний регулируемой величины до необходимого значения. Так, в рассматриваемом примере даже при $2a = 0$, что теоретически соответствует бесконечно большому значению коэффициента передачи, диапазон колебаний остается достаточно большим:

$$\Delta x = 1,5(1 - e^{-0,05}) = 0,0734$$

или

$$\Delta x \approx 0,0734 \cdot 200 = 14,7^\circ\text{C}.$$

Пример 7.14. При выходе АСР, рассмотренной в примере 7.11, на заданный режим подключим последовательно с основным нагревательным элементом с сопротивлением $R = 900 \text{ Ом}$ дополнительный нагревательный элемент с сопротивлением $R_1 = 250 \text{ Ом}$. В этом случае общее сопротивление нагре-

вательных элементов

$$R_3 = R + R_1 = 900 + 250 = 1150 \text{ Ом}.$$

Количество энергии в единицу времени, выделяемой нагревательными элементами при включении регулятора,

$$Q_{\text{нап}} = U_{\text{авт}}^2 / R_3 = 150^2 / 1150 = 19,6 \text{ Дж/с}.$$

Так как $Q_{\text{нап}} < Q_1 = 25 \text{ Дж/с}$, получаем АСР с неполным притоком при установившихся колебаниях в системе. Регулирующее воздействие регулятора при его включении в приращениях от условного равновесного состояния системы

$$\begin{aligned} B_{\text{нап}} &= (Q_{\text{нап}} - Q_{\text{зд}}) / Q_{\text{зд}} = \\ &= (19,6 - 16,7) / 16,7 = 0,175. \end{aligned}$$

Если при включении регулятора нагревательные элементы полностью отключаются, то

$$B_{\text{нап}} = 1.$$

Согласно (7.160) находим диапазон колебаний регулируемой величины в относительных единицах:

$$\Delta x_{\text{нап}} = (0,175 + 1)(1 - e^{-0,05}) + 0,0102e^{-0,05} = 0,067,$$

в абсолютных единицах

$$\Delta x_{\text{нап}} = 0,067 \cdot 200 = 13,4^\circ\text{C}$$

Таким образом, при автоматическом регулировании неполным притоком энергии при данных параметрах системы диапазон колебаний регулируемой величины в системе уменьшается на

$$\begin{aligned} (\Delta x - \Delta x_{\text{нап}}) / \Delta x &= (16,6 - 13,4) \cdot 100 / 16,6 = \\ &= 19,3\%. \end{aligned}$$

Пример 7.15. В АСР, рассмотренной в примере 7.11, выполним нагревательный элемент из двух секций, сопротивления которых одинаковы:

$$R_1 = R_2 = 1800 \text{ Ом}.$$

При включении регулятора эти секции соединяются параллельно, а при выключении — последовательно.

Находим сопротивление нагревательного элемента при включении регулятора:

$$R = R_1 R_2 / (R_1 + R_2) = 900 \text{ Ом}$$

Следовательно, регулирующее воздействие регулятора при его включении $B_1 = 0,5$.

Определим количество энергии в единицу времени, которая выделяется нагревательными элементами при выключении регуля-

гора:

$$Q_{2\text{нп}} = U_{\text{авт}}^2 / (R_1 + R_2) = 150^2 / 3600 = 6,25 \text{ Дж/с.}$$

Так как при выключении регулятора в объект будет поступать некоторое уменьшенное количество энергии $Q_{2\text{нп}}$, то при достаточно длительном выключении регулятора температура в печи в установившемся состоянии снизится только до некоторого значения $\theta_{2\text{нп}}$, которое будет выше значения температуры окружающей среды. Для объекта это равноценно неполному оттоку энергии в окружающую среду.

В рассматриваемом случае $Q_{2\text{нп}} = k_{\text{об}} Q_{2\text{нп}} = 12 \cdot 6,25 = 75^\circ\text{C}$. Таким образом, мы имеем автоматическую систему регулирования с неполным оттоком энергии.

Регулирующее воздействие на объект при выключении регулятора

$$B_{2\text{нп}} = (Q_{3д} - Q_{2\text{нп}}) / Q_{3д} = (16,7 - 6,25) / 16,7 = 0,625.$$

Диапазон колебаний регулируемой величины

$$\Delta x_{\text{нп}} = (0,5 + 0,625) (1 - e^{-0,05}) + (0,0102e^{-0,05}) = 0,065,$$

или

$$\Delta x_{\text{нп}} = 0,065 \cdot 200 = 13^\circ\text{C}.$$

Диапазон колебаний регулируемой величины при неполном оттоке уменьшается на

$$(\Delta x - \Delta x_{\text{нп}}) \cdot 100 / \Delta x = (16,6 - 13) \cdot 100 / 16,6 = 21,7\%.$$

Пример 7.16. В примере 7.15 подключим один нагревательный элемент непосредственно на напряжение $U_{\text{авт}} = 150 \text{ В}$, а регулятором будем отключать и включать только второй нагревательный элемент. В этом случае имеем также систему с неполным оттоком

$$Q_{2\text{нп}} = 150 / 1800 = 12,5 \text{ Дж/с;}$$

$$B_{2\text{нп}} = (16,7 - 12,5) / 16,7 = 0,25.$$

Диапазон колебаний

$$\Delta x_{\text{нп}} = (0,5 + 0,25) (1 - e^{-0,05}) + 0,0102e^{-0,05} = 0,04.$$

В абсолютных единицах $\Delta x_{\text{нп}} = 8^\circ\text{C}$. Диапазон колебаний уменьшается на 51,7%.

Пример 7.17. В примере 7.16 при выходе системы из заданный режим последовательно с нагревательным элементом, который включается и отключается регулятором,

включается дополнительный нагревательный элемент с сопротивлением $R_3 = R_1 = R_2 = 1800 \text{ Ом}$. В этом случае будем иметь АСР с неполным притоком и оттоком:

$$Q_{2\text{нп}} = U_{\text{авт}}^2 / (R_1 + R_3) + U_{\text{авт}}^2 / R_2 = 150^2 / 3600 + 150^2 / 1800 = 18,8 \text{ Дж/с;}$$

$$B_{1\text{нп}} = (18,8 - 16,7) / 16,7 = 0,125; B_{2\text{нп}} = 0,25.$$

Диапазон колебаний регулируемой величины

$$\Delta x_{\text{нп}} = (0,125 + 0,25) (1 - e^{-0,05}) + 0,0102e^{-0,05} = 0,028,$$

или $\Delta x_{\text{нп}} = 5,6^\circ\text{C}$. Диапазон колебаний уменьшился почти в 3 раза.

Пример 7.18. Имеем АСР температуры электропечи с двухпозиционным импульсным регулятором (рис. 7.18). Параметры электропечи как объекта регулирования приведены в примере 7.11.

Требуется определить оптимальные параметры настройки регулятора, если известно, что возмущающими воздействиями на систему являются колебания напряжения в сети $\Delta U = \pm 10\%$ и колебания температуры окружающей среды $\Delta \theta = \pm 10^\circ\text{C}$.

Определим максимальное количество энергии в единицу времени, выделяемой нагревательным элементом при включении регулятора:

$$Q_{1\text{макс}} = (U_{\text{авт}} + \Delta U)^2 / R = (150 + 0,1 \cdot 150)^2 / 900 = 30,3 \text{ Дж/с,}$$

минимальное количество энергии

$$Q_{1\text{мин}} = (150 - 0,1 \cdot 150)^2 / 900 = 20,4 \text{ Дж/с.}$$

Максимальное регулирующее воздействие регулятора при его отключении

$$B_1 = (Q_{1\text{макс}} - Q_{3д}) / Q_{3д} = (30,3 - 16,7) / 16,7 = 0,81,$$

минимальное регулирующее воздействие

$$B_{1\text{мин}} = (Q_{1\text{мин}} - Q_{3д}) / Q_{3д} = (20,4 - 16,7) / 16,7 = 0,21.$$

Так как в установившемся состоянии $\theta_{3д} = k_{\text{об}} Q_{3д}$, то максимальное регулирующее воздействие регулятора при его выключении

$$B_{2\text{макс}} = (\theta_{3д} + \Delta \theta) / \theta_{3д} = (200 + 10) / 200 = 1,05,$$

минимальное регулирующее воздействие

$$B_{2\text{мин}} = (\theta_{3д} - \Delta \theta) / \theta_{3д} = (200 - 10) / 200 = 0,95.$$

Согласно (7.168) определяем оптимальные параметры настройки регулятора:

$$\alpha_{\text{опт}} = 0,21/1,05 = 0,2; \beta_{\text{опт}} = 0,95/0,85 = 1,17.$$

При запаздывании в объекте $\tau_{\text{об}} = 4$ мин и числе полных циклов за время запаздывания, равном, например, $n = m = 5$, по (7.162) находим выдержки времени t_1 и t_2 генератора импульсов:

$$t_1 = 4 \cdot 60 / [(1 + 0,2) \cdot 5 - 0,2] = 41,4 \text{ с};$$

$$t_2 = 4 \cdot 60 \cdot 0,2 / [(1 + 0,2) \cdot 5 - 0,2] = 8,2 \text{ с}.$$

По (7.164) находим выдержки времени

$$t_3 = 4 \cdot 60 / [(1 + 1,17) \cdot 5 - 1,17] = 10 \text{ с};$$

$$t_4 = 4 \cdot 60 \cdot 1,17 / [(1 + 1,17) \cdot 5 - 1,17] = 29 \text{ с}.$$

Пример 7.19. Определим диапазон колебаний регулируемой величины (температуры) АСР с двухпозиционным импульсным регулирующим устройством. Объект имеет передаточную функцию вида (7.157), $k_{\text{об}} = 1$, $T_{\text{об}} = 5$ мин, $\tau_{\text{об}} = 2$ мин. Регулирующие воздействия регулятора $B_1 = 0,5$; $B_2 = 1$. Заданное значение температуры $\theta_{\text{зд}} = 500^\circ\text{C}$. Параметры настройки регулятора следующие:

$$\alpha = 0,3; \beta = 1,3; n = m = 10.$$

По (7.161) находим положительную амплитуду колебаний температуры:

$$\begin{aligned} x_{\text{имп}} = & 0,5 \left(1 - e^{-\frac{2 \cdot 1}{5 \cdot (10 + 0,3 \cdot 10 - 0,3)}} \right) + \\ & + \left[0,5 \left(1 - e^{-\frac{2}{5 \cdot 12,7}} \right) e^{-\frac{2 \cdot 0,3}{5 \cdot 12,7}} - \right. \\ & \left. - \left(1 - e^{-\frac{2 \cdot 0,3}{5 \cdot 12,7}} \right) \right] e^{-\frac{2}{5 \cdot 12,7}} \sum_{k=1}^{10} e^{-\frac{1,3(10-k)}{5 \cdot 12,7}} = \\ & = 0,018. \end{aligned}$$

По (7.163) находим отрицательную амплитуду:

$$\begin{aligned} x_{2\text{имп}} = & \left(1 - e^{-\frac{2}{5 \cdot (10 + 1,3 \cdot 10 - 1,3)}} \right) - \\ & - \left[0,5 \left(1 - e^{-\frac{2}{5 \cdot 21,7}} \right) - \left(1 - e^{-\frac{2}{5 \cdot 21,7}} \right) \times \right. \\ & \left. \times e^{-\frac{2}{5 \cdot 21,7}} \right] e^{-\frac{2}{5 \cdot 21,7}} \sum_{k=1}^{10} e^{-\frac{2,3(10-k)}{5 \cdot 21,7}} = 0,039. \end{aligned}$$

Диапазон колебаний температуры

$$\Delta x_{\text{имп}} = 0,018 + 0,039 = 0,057,$$

или

$$\Delta x_{\text{имп}} = 0,057 \cdot 500 = 28,5^\circ\text{C}.$$

Если для данного объекта применить простое двухпозиционное регулирование, то даже при статической характеристике регулятора без зоны неоднозначности диапазон колебаний температуры

$$\begin{aligned} \Delta x &= k_{\text{об}} (B_1 + B_2) (1 - e^{-\tau_{\text{об}}/T_{\text{об}}}) = \\ &= (1 + 0,5) (1 - e^{-\frac{2}{5}}) = 0,495, \end{aligned}$$

или

$$\Delta x = 0,495 \cdot 500 = 248^\circ\text{C}.$$

Таким образом, при двухпозиционном импульсном регулировании диапазон колебаний температуры уменьшается почти в 9 раз.

7.6. МОДЕЛИРОВАНИЕ АСР НА АНАЛОГОВЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ МАШИНАХ

Моделирование на АВМ является эффективным средством исследования АСР, особенно со сложной структурой. На модели можно предварительно просмотреть различные варианты АСР с различными параметрами настройки и оценить качество регулирования.

Линейная АВМ, на которой решаются линейные дифференциальные уравнения, состоит из усилителей постоянного тока с глубокой отрицательной обратной связью. Передаточная функция такого усилителя

$$W(p) = -Z_0/Z_1, \quad (7.169)$$

где Z_0 — полное сопротивление цепи обратной связи; Z_1 — полное сопротивление входной цепи.

Полное активное сопротивление

$$Z_R = R. \quad (7.170)$$

Полное сопротивление емкости C

$$Z_C = 1/Cp. \quad (7.171)$$

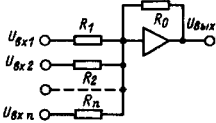
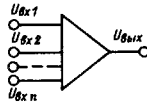
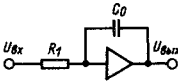
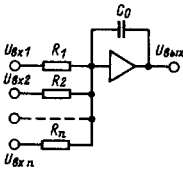
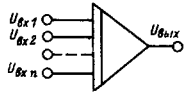
Пользуясь понятием полного сопротивления на линейных усилителях, можно смоделировать звено с любой передаточной функцией. Так, например, если $Z_0 = Z_C = 1/Cp$, а $Z_1 = Z_R = R$, то

$$W(p) = -Z_0/Z_1 = -1/RCp = -1/Tr \quad (7.172)$$

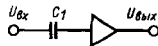
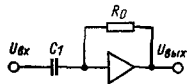
и усилитель моделирует интегрирующее звено с постоянной времени $T = RC$. Если R — в мегаомах, а C — в микрофарадах, то разность T получается в секундах.

При структурном моделировании АСР разбивают на элементарные звенья и каждое звено моделируют с использованием

Таблица 7.18. Основные элементы аналоговых вычислительных машин

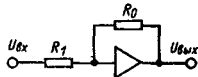
Наименование решающего элемента	Структурная схема решающего элемента	Сокращенное обозначение решающего элемента	Уравнение решающего элемента
Сумматор			$U_{\text{ВЫХ}}(p) = -R_0 \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i} U_{\text{ВХ}i}(p)$
Интегратор			$U_{\text{ВЫХ}}(p) = -\frac{1}{R_1 C_0} U_{\text{ВХ}}(p)$
Интегратор-сумматор			$U_{\text{ВЫХ}}(p) = -\frac{1}{C_0 p} \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i} U_{\text{ВХ}i}(p)$

Дифференциатор



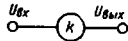
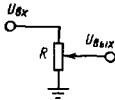
$$U_{\text{вых}}(p) = -R_0 C_1 p U_{\text{вх}}(p)$$

Усилитель, инвертор при $R_0 = R_1$



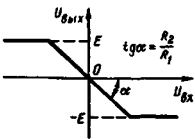
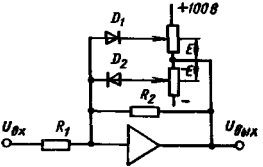
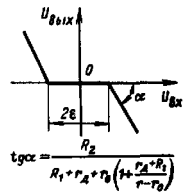
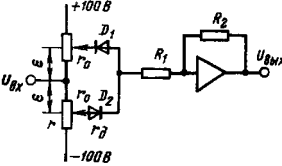
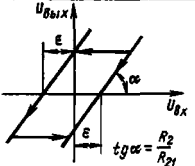
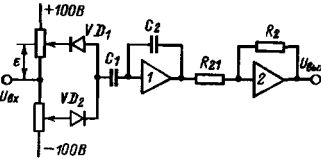
$$U_{\text{вых}}(p) = -\frac{R_0}{R_1} U_{\text{вх}}(p)$$

Делитель напряжения

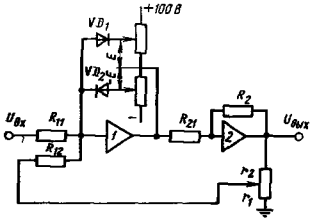
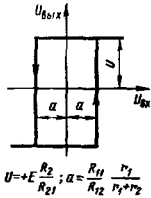


$$U_{\text{вых}}(p) = k U_{\text{вх}}(p),$$
$$0 < k < 1$$

Таблица 7.19. Схемы моделирования нелинейных характеристик

Название нелинейной статической характеристики	Вид нелинейной зависимости	Схема моделирования
Ограничение		
Нечувствительность		
Люфт		

Двухпозиционная релейная с зоной нечувствительности



Трехпозиционная релейная с зонами нечувствительности

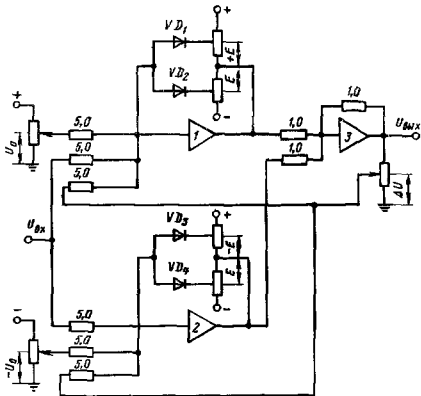
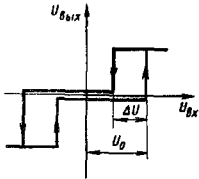
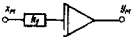
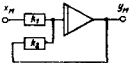
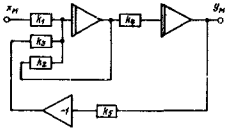
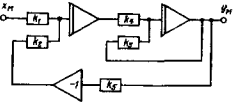
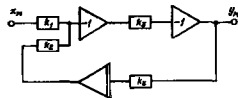


Таблица 7.20. Моделирование типовых линейных звеньев

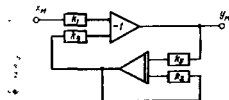
Передаточная функция звена	Схема набора	Значения коэффициентов
k		$k_1 = k$
$\frac{k}{p}$		$k_1 = k$
$\frac{k}{Tp + 1}$		$k_1 = k/T; k_2 = 1/T$
$\frac{k}{T^2 p^2 + 2\xi Tp + 1}$		$k_1 = k/T^2; k_2 = 2\xi/T; k_3 k_5 = 1/T_2; k_4 = 1$
$\frac{k}{T^2 p^2 + 2\xi Tp + 1}$		$k_1 = k/T^2; k_2 k_5 = 1/T_2; k_3 = 2\xi/T; k_4 = 1$

$$k \frac{kT_1 p}{T_1 p + 1}$$



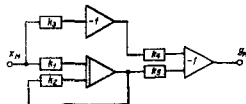
$$k_1 = k; k_2 k_4 = 1/T; k_3 = 1$$

$$k \frac{T_1 p + 1}{T_2 p + 1}, T_1 < T_2$$



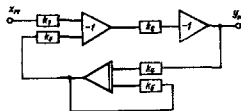
$$k_1 = kT_1/T_2; k_2 = 1/T_1; \\ k_3 k_4 = 1/T_1 - 1/T_2$$

$$k \frac{T_1 p + 1}{T_2 p + 1}, T_1 < T_2$$



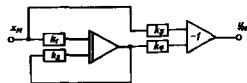
$$k_1 k_5 = k(1 - T_1/T_2)/T_2; k_2 = 1/T_2; k_3 k_4 = kT_1/T_2$$

$$k \frac{T_1 p + 1}{T_2 p + 1}, T_1 > T_2$$

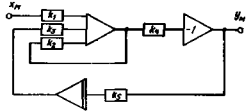
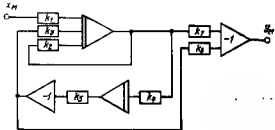
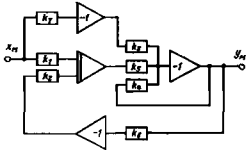


$$k_1 = kT_1/T_2; k_2 = 1; k_3 k_4 = 1/T_2 - 1/T_1; k_5 = 1/T_1$$

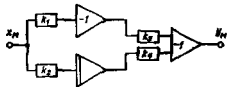
$$k \frac{T_1 p + 1}{T_2 p + 1}, T_1 > T_2$$



$$k_1 k_4 = k(T_1/T_2 - 1)/T_2; k_2 = 1/T_2; k_3 = kT_1/T_2$$

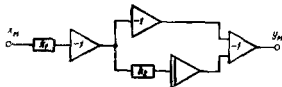
Передаточная функция звена	Схема набора	Значения коэффициентов
$k \frac{T_1 p}{T_2^2 p + 2\xi T_2 p + 1}$		$k_1 = kT_1/T_2^2; \quad k_2 = 2\xi/T_2; \quad k_4 = 1;$ $k_3 k_5 = 1/T_2^2$
$k \frac{T_1 p + 1}{T_2^2 + 2\xi T_2 p + 1}$		$k_1 = k/T_2^2; \quad k_2 = 2\xi/T_2; \quad k_3 = 1/T_2^2;$ $k_4 = k_5 = k_6 = 1; \quad k_7 = T_1$
$k \frac{T_1 p + 1}{T_2^2 + 2\xi T_2 p + 1}$		$k_1 = k/T_2^2; \quad k_2 = 1/T_2^2; \quad k_3 k_7 = kT_1/T_2^2;$ $k_5 = k_4 = 1; \quad k_4 = 2\xi/T_2$

$$k \frac{T_D p + 1}{p}$$



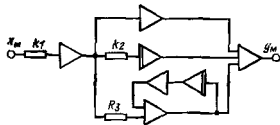
$$k_1 k_3 = kT; \quad k_2 k_4 = k$$

$$k_p \frac{T_{us} p + 1}{T_{us} p}$$



$$k_1 = k; \quad k_2 = 1/T_{us}$$

$$k_p \left(1 + \frac{1}{T_{us} p} + T_{us} p \right)$$



$$k_1 = k_p; \quad k_2 = 1/T_{us}; \quad k_3 = T_{us}$$

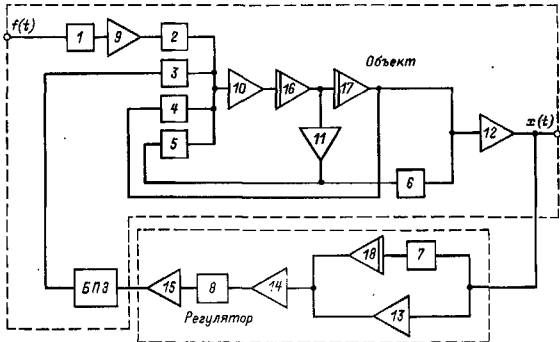


Рис. 7.54. Схема моделирования АСР, состоящей из объекта второго порядка с запаздыванием и ПИ-регулятора

формул (7.169)–(7.171). Из элементарных звеньев набирают структурную схему исследуемой АСР. Схемы моделирования основных элементов АСР приведены в табл. 7.18–7.20.

В качестве примера набора структуры автоматической системы из типовых звеньев на рис. 7.54 приведена схема набора модели АСР, состоящей из объекта второго порядка с запаздыванием и ПИ-регулятора. Объект по каналу регулирующего воздействия имитируется с помощью делителей 3–6, усилителей 10–12, блока постоянного запаздывания БПЗ. Возмущающее воздействие $f(t)$ на объект, поступающее на вход усилителя 10, может изменяться делителями 1 и 2

и усилителем 9. С помощью делителей 7 и 8, усилителей 13–15 и интегратора 18 имитируется ПИ-регулятор. Коэффициент передачи k_p регулятора реализуется усилителями 13–15 и делителем 8, интегральная составляющая с постоянной времени изодрома $T_{из}$ – интегратором 18 и делителем 7.

Выходная величина АСР $x(t)$ снимается с выхода усилителя 12. Подавая на вход математической модели наиболее характерные возмущающие воздействия $f(t)$, путем изменения значений k_p и $T_{из}$ добиваются наилучших показателей качества переходного процесса выходной (регулируемой) величины $x(t)$.

1. **Наладка автоматических систем и устройств управления технологическими процессами: Справочное пособие**/А. С. Ключев, А. Т. Лебедев, Н. П. Семенов, А. Г. Товарнов; Под ред. А. С. Ключева. М.: Энергия, 1977.
2. **Ключев А. С., Лебедев А. Т., Новиков С. И.** Наладка систем автоматического регулирования барабанных паровых котлов. М.: Энергоатомиздат, 1985.
3. **Корн Г., Корн Т.** Справочник по математике для научных работников и инженеров. М.: Наука, 1968.
4. **Иванов В. А., Чемоданов Б. К., Медведев В. С.** Математические основы теории автоматического регулирования. М.: Высшая школа, 1971.
5. **Фельдбаум А. А., Бутковский А. Г.** Методы теории автоматического управления. М.: Наука, 1971.
6. **Справочник по средствам автоматизации**/Под ред. В. Э. НIZE и И. В. Антика. М.: Энергоатомиздат, 1983.
7. **Беляев Г. Б., Кузищин В. Ф., Смирнов Н. И.** Технические средства автоматизации в теплоэнергетике. М.: Энергоиздат, 1982.
8. **Емельянов А. И., Емельянов В. А.** Исполнительные устройства промышленных регуляторов. М.: Машиностроение, 1975.
9. **Имбрицкий М. И.** Справочник по арматуре тепловых электростанций. М.: Энергоиздат, 1981.
10. **Арумазов Э. С.** Расчет и выбор регулирующих органов автоматических систем. М.: Энергия, 1971.
11. **Иванов В. А.** Регулирование энергоблоков. Л.: Машиностроение, 1982.
12. **Плетнев Г. П.** Автоматизированное управление объектами тепловых электростанций. М.: Энергоиздат, 1981.
13. **Ротач В. Я.** Расчет динамики промышленных автоматических систем регулирования. М.: Энергия, 1973.
14. **Ключев А. С.** Двухпозиционные автоматические регуляторы и их настройка. М.: Энергия, 1967.
15. **Ключев А. С., Товарнов А. Г.** Наладка систем автоматического регулирования котлоагрегатов. М.: Энергия, 1970.
16. **Лебедев А. Т.** Информационные основы выбора оптимальных параметров настройки промышленных регуляторов//Автоматика и телемеханика. 1977. № 10. С. 16–22.
17. **Лебедев А. Т.** Информационный метод расчета каскадных систем автоматического регулирования//Автоматика и телемеханика. 1980. № 6. С. 188–191.
18. **Ключев А. С., Колесников А. А.** Оптимизация автоматических систем управления по быстродействию. М.: Энергоиздат, 1982.
19. **Дубровский А. Х.** Устройство электрической части систем автоматизации. — 2-е изд., перераб. и доп. М.: Энергоатомиздат, 1984.
20. **Автоматизация настройки систем управления**/В. Я. Ротач, В. Ф. Кузищин, А. С. Ключев и др.; Под ред. В. Я. Ротача. М.: Энергоатомиздат, 1984.
21. **Ключев С. А.** Методика расчета дроссельных четырехполосников в аналоговых пневматических регулирующих и вычислительных устройствах//Монтаж и наладка средств автоматизации и связи. М.: ЦБНТИ ММСС СССР, 1985. № 11. С. 13–17.
22. **Ключев С. А.** Анализ структур и динамических свойств пневматических регуляторов ПР3.35//Монтаж и наладка средств автоматизации и связи. М.: ЦБНТИ ММСС СССР, 1986. № 4. С. 13–19.
23. **Государственная система промышленных приборов и средств автоматизации.** Отраслевой каталог № 9. Т. 4. Вып. 3. Агрегатный комплекс электрических средств регулирования в микроэлектронном исполнении АКЭСР. М.: ЦНИИТЭИ приборостроения, 1980.
24. **Ротач В. Я.** Теория автоматического управления теплоэнергетическими процессами: Учебник для вузов. М.: Энергоатомиздат, 1985.
25. **ГОСТ 21878–76.** Случайные процессы и динамические системы. Термины и определения.
26. **Круг Г. К., Сосулин Ю. А., Фатцев В. А.** Планирование эксперимента в задачах идентификации и электрополюции. М.: Наука, 1977.
27. **Трошин Л. П.** Расчет параметров передаточных функций апериодических звеньев высоких порядков//Изв. вузов. Энергетика. 1970. № 10. С. 89–94.
28. **Каримов Р. Н., Волгин В. В.** Статистические характеристики случайных сигналов в системах автоматического управления. Саратов: Изд-во СПИ, 1971.
29. **Стефан Е. П.** Основы расчета настройки регуляторов теплоэнергетических процессов. М.: Энергия, 1972.

Предисловие	3	регуляторы (79). Пропорционально-интегрально-дифференциальные регуляторы (79)	
Раздел 1. Математические основы инженерных методов наладки автоматических систем регулирования	5	3.3. Структурные схемы аналоговых промышленных регуляторов	82
1.1. Общие положения	5	Пропорциональные регуляторы (82). Пропорционально-интегральные регуляторы (83). Пропорционально-интегрально-дифференциальные регуляторы (85)	
1.2. Основы теории функций комплексного переменного	6	3.4. Импульсные регуляторы с исполнительными механизмами постоянной скорости	87
Комплексные числа (6). Функции комплексного переменного (7)		3.5. Позиционные регуляторы	93
1.3. Ряд и интеграл Фурье	9	3.6. Автоматические регуляторы прямого действия	95
Ряд Фурье (9). Интеграл Фурье (12). Преобразование Фурье (14)			
1.4. Основы векторного исчисления	15	Раздел 4. Наладка электрических средств автоматического регулирования	97
Основные понятия (15). Операции над векторами (16). Векторный анализ (17)		4.1. Современные принципы построения электрических средств регулирования	97
1.5. Элементы матричного исчисления. Основные понятия (20). Алгебра матриц (22)	20	Комплекс технических средств АКЭСР (97). Комплекс технических средств АКЭСР-2 (101). Комплекс технических средств «Каскад-2» (104). Система приборов автоматического регулирования «Контур» (106). Комплекс контроля и регулирования с переменной структурой КМ2201 (107)	
1.6. Основы теории вероятностей	25	4.2. Регулирующие блоки импульсные РБИ	109
Случайные события (25). Случайные величины (26). Случайные векторы (27). Случайные функции (28)		Предмонтажная проверка (115). Реализация АСР с автоподстройкой параметров РБИЗ (119)	
1.7. Основы операционного исчисления. Непрерывные функции (31). Дискретные функции (36)	31	4.3. Регулирующие блоки аналоговые (РБА)	121
Раздел 2. Основы теории автоматического регулирования	39	Предмонтажная проверка (127). Реализация АСР с регулятором РБА (130)	
2.1. Основные понятия и определения	39	4.4. Устройство регулирующее РП4	132
2.2. Линейные стационарные непрерывные системы	40	4.5. Регулирующие блоки импульсные РБИМ	134
Уравнения движения (40). Типовые воздействия (41). Динамические характеристики (42). Типовые звенья (43). Соединение звеньев (43). Устойчивость АСР (48). Качество регулирования (52)		Предмонтажная проверка (140)	
2.3. Линеаризация дискретных систем	56	4.6. Релейный регулирующий блок Р21. Предмонтажная проверка (149)	144
Основные понятия и определения (56). Уравнения движения (56). Устойчивость (58). Качество регулирования (60)		4.7. Регулирующий блок аналоговый Р12. Предмонтажная проверка (157)	152
2.4. Нелинейные системы	61	4.8. Регулирующий блок Р27	161
Нелинейные характеристики (61). Линеаризация нелинейных характеристик (63). Исследование систем (66)		Регулирующий модуль РО27.1 (165). Реализация трехпозиционного звена с зоной возврата (168). Реализация закона ПИ-регулирования (169). Реализация закона ПИД-регулирования (172). Ограничение воздействия по сигналу рассогласования (173). Предмонтажная проверка (174)	
Раздел 3. Структура автоматических регуляторов	72		
3.1. Классификация автоматических регуляторов	72		
3.2. Типовые законы регулирования	73		
Пропорциональные регуляторы (73). Интегральные регуляторы (75). Дифференциальные регулирующие устройства (77). Пропорционально-интегральные регуляторы (77). Пропорционально-дифференциальные			

4.9. Блок регулирующий аналоговый Р17	175	Раздел 6. Наладка исполнительных устройств	254
4.10. Регулирующий прибор Р25	181	6.1. Общие сведения об исполнительных устройствах	254
Предмонтажная проверка (182)		6.2. Дроссельные регулирующие органы Шиберы (256). Поворотные заслонки (257). Регулирующие клапаны (259). Диафрагмовые и шланговые регулирующие органы (263). Шиберные клапаны (264). Краны (264)	256
4.11. Регулирующие устройства БРАР1 и БРАА1	186	6.3. Выбор и расчет дроссельных регулирующих органов	265
Расчет дроссельных регулирующих органов (269). Порядок расчета (269). Примеры расчетов (278). Особенности расчета регулирующих клапанов выхлопа (281)	189	6.4. Наладка исполнительных механизмов	282
Расдел 5. Наладка пневматических средств автоматического регулирования		6.5. Наладка схем управления исполнительными механизмами	288
5.1. Универсальная система элементов промышленной пневмоавтоматики	189	Электромеханические исполнительные механизмы (288). Многооборотные исполнительные механизмы (290). Однооборотные исполнительные механизмы (299)	
Пневмоемкость (189). Пневмосопротивления (190). Элементы сравнения (191). Усилители мощности (195). Дроссельный сумматор (196). Пневмоповторитель пневматического сигнала (198). Реле выключающее (199). Пневмоповторитель-усилитель мощности (199)	200	Раздел 7. Параметрическая оптимизация автоматических систем регулирования	301
5.2. Комплекс элементов и модулей пневмоавтоматики	203	7.1. Определение характеристик объектов регулирования и возмущений	301
5.3. Типовые функциональные звенья в системах и устройствах пневмоавтоматики	208	Определение статических характеристик объектов регулирования (301). Определение динамических характеристик объектов регулирования (308). Определение статистических характеристик возмущений (321)	
5.4. Общие технические требования и методы проверки пневматических регуляторов	211	7.2. Приближенные методы параметрической оптимизации АСР	327
Технические требования (208). Проверка параметров регуляторов (209)		Критерии оптимальности (327). Приближенные формулы для определения параметров настройки (331). Номограммы (331)	
5.5. Устройства предупреждения	215	7.3. Аналитические методы параметрической оптимизации АСР	331
Устройство прямого предупреждения ПФ2.1 (211). Устройство обратного предупреждения ПФ3.1 (214)		Метод расширенных КЧХ (331). Дисперсионный метод (335). Информационный метод (336). Метод максимума АЧХ (337)	
5.6. Позиционные регуляторы	220	7.4. Экспериментальные методы параметрической оптимизации АСР	337
Регулятор позиционный РР1.5 (215). Регулятор изоминутный с настраиваемой зоной возврата РР1.6 (217)		Настройка АСР по методу «отработки возмущения за одно включение» (338). Метод Циглера и Никольса (338). Пошаговая оптимизация с осязкой иереходной характеристики на каждом шаге (338)	
5.7. Аналоговые регуляторы	242	7.5. Определение параметров настройки АСР с двухпозиционным регулятором	341
Регулятор пневматический пропорциональный РР2.8 (220). Пропорционально-интегральные регуляторы РР3.31 и РР3.32 (223). Регуляторы соотношения пневматических пропорционально-интегральные РР3.33 и РР3.34 (228). Пропорционально-интегрально-дифференциальный регулятор РР3.35 (233). Устройство регулирующее пневматическое малогабаритное РР3.27М (239)		7.6. Моделирование АСР на аналоговых вычислительных машинах	355
5.8. Комплексы технических средств систем пневмоавтоматики		Список литературы	365
Установка управляющая пневматическая «Режим-1Д» (243). Модуль каскадного управления МКУ-6 (246). Модуль оперативного контроля регулируемых контуров М222Б (247). Прибор показывающий многошкальный ППМ-20П (247). Проверка и настройка схем регулирования установки «Режим-1Д» (249). Комплекс пневматических средств «Ритминал» (252)			

Справочное издание

**КЛЮЕВ АНАТОЛИЙ СТЕПАНОВИЧ
ЛЕБЕДЕВ АРТУР ТИХОНОВИЧ
КЛЮЕВ СЕРГЕЙ АНАТОЛЬЕВИЧ
ТОВАРНОВ АЛЕКСАНДР ГРИГОРЬЕВИЧ**

**Наладка средств автоматизации и автоматических систем
регулирования**

Редактор *А. Х. Дубровский*
Редактор издательства *А. Н. Гусляцкая*
Художественный редактор *Т. А. Дворецкова*
Технический редактор *О. Д. Кузнецова*
Корректор *З. Б. Драновская*
ИБ № 1690

Сдано в набор 26.04.88. Подписано в печать 18.01.89. Т-04619. Формат
70×100^{1/16}. Бумага кн.-журн. Гарнитура Таймс. Печать офсетная.
Усл. печ. л. 29,9. Усл. кр.-отг. 59,8. Уч.-изд. л. 36,54. Тираж 39000 экз.
Заказ № 1546. Цена 2 р. 20 к.

Энергоатомиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Ордена Октябрьской Революции, ордена Трудового Красного Знамени
Ленинградское производственно-техническое объединение «Печатный
Двор» имени А. М. Горького Союзполиграфпрома при Государственном
комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли.
197136, Ленинград, П-136, Чкаловский пр., 15.